SPEDIZIONE IN ABBONAMENTO POSTALE (GRUPPO SECONDO)

l'antenna LA RADIO

QUINDICINALE DI RADIOTECNICA

N.° 23-24

ANNO XIV
1942 - XXI

L. 5.-

LA RADIO

ANNO XIV - NUM. 23 e 24 • DICEMBRE 1942 - XXI

QUINDICINALE DI RADIOTECNICA

Abbonamenti: ITALIA, ALBANIA, IMPERO e COLONIE, Anno L. 45 - Semestre L. 24 - ESTERO rispettiv. L. 80 e L. 45

Direzione e Amministrazione: VIA SENATO 24 - MILANO - Tel. 72.908 - C. P. E. 225-438 - Conto Corr. Postale 3/24227

Ai lettori,

è consuetudine che all'inizio dell'anno nuovo giornali e periodici rivolgano i rituali auguri ai propri lettori. Anche " l'antenna „ segue tale usanza, non già per uniformarsi quasi meccanicamente a un andazzo di buona creanza, ma per obbedire ad un sentito e vivo desiderio di chi dirige e redige questa rivista che sta ormai per entrare nel quindicesimo anno di non inutile esistenza.

Codesto non breve lasso di tempo ha servito a noi a fare un po' il censimento di quanti in Italia si occupano con appassionato fervore di radio. Li conosciamo tutti, anche se li conosciamo soltanto di nome, e formiamo insieme con loro una famiglia che ha un medesimo ideale e una medesima fede: lavorare per il progresso della radio italiana, diffonderne la conoscenza e l'amore nei giovani.

Vi sono lettori, e sono molti, che seguono " l'antenna „ fino dal primo numero. Sono i fedelissimi che aspettano sempre il nuovo fascicolo con impazziente curiosità, che notano le migliorie che a mano a mano siamo andati introducendo nel periodico, che valutano le eccezionali difficoltà del momento e non lesinano elogi alla buona volontà e ai sacrifici che il superamento di queste richiede.

E v'è una legione di giovani che abbiamo raccolto lungo il nostro cammino, sorretto nei primi passi ed incoraggiato nella più larga misura consentita nelle nostre possibilità. " l'antenna „ ascrive a suo onore di avere istruito o perfezionato un buon numero di radiotecnici, di avere rivelato al pubblico parecchi scrittori di radiofonia e incoraggiato alcuni geniali inventori. Questi giovani allievi de "l'antenna„ si trovano adesso sotto le armi e compiono il loro dovere con consapevole dedizione. Sono anch'essi modesti, ma preziosi artefici dell'immancabile vittoria.

Nel rivolgere ad essi il primo e più affettuoso saluto, " l'antenna „ vuole che nel saluto e nell'augurio siano associati gli anziani, coloro che l'hanno vista nascere, le sono stati sempre vicini e l'hanno fatta forte del loro costante consenso. Agli uni e agli altri " l'antenna „ promette di continuare ad essere quello che sempre è stata: un periodico agile e bene informato, utile a chi lo consulti. Non ci nascondiamo la probabilità che qualche pècca e qualche manchevolezza possa verificarsi. Ma siamo certi che i nostri lettori, giovani e anziani, tenuto conto che il nostro lavoro è reso più arduo e gravoso dalle mille incertezze tecniche ed economiche del momento, ci assolveranno e seguiteranno a farci credito di correttezza se promettiamo loro di riportare " l'antenna „ dopo la vittoria, alla ricchezza ed allo splendore d'un tempo.

Amici, buon anno!

" l'antenna „

VINCERE!

SOMMARIO

Preghiamo gli abbonati che non hanno ancora provveduto al rinnuovo per il 1943 di rimetterci la quota con cortese sollecitudine per evitare che col prossimo numero venga sospeso l'invio della rivista.

IL MEGLIO IN RADIO
RADIO MARELLI
...magiche armonie...
UNA
NUOVA TECNICA
DELLA RADIOMUSICALITÀ
ROGNONI 942
SUPERETERODINA A 8 VALVOLE con amplificazione di alta frequenza a grande potenza d'uscita • 3 gamme in onde corte • 1 in onde medie • 1 in onde lunghe • 6 circuiti accordati • potenza di uscita 10 Watt indistorti • 2 altoparlanti • presa per fono riproduttore • ingresso bilanciato per l'impiego dell'Antenna Antiparassitaria "Magneti Marelli„ • occhio magico • valvole originali FIVRE • alimentazione a C. A. per tensioni comprese fra i 100 e 220 V. e 42 ÷ 100 periodi.
PUBBLICITA' MAGNETI MARELLI N 111
RADIOMARELLI

I PRINCIPI GENERALI DELLA TELEVISIONE

Prof. Rinaldo Sartori

5031/2 Continuazione vedi N. 21-22

Esplorazione con fascio a bassa velocità.

Gli iconoscopi, semplici o ad immagine, di cui abbiamo fin qui parlato, derivano in sostanza direttamente dal tubo a raggi catodici, già noto molto prima che si sviluppasse la televisione elettronica e di esso conservano la maggior parte delle caratteristiche, alcune delle quali si sono successivamente riscontrate in opposizione alle esigenze specifiche di una buona trasmissione televisiva. Questo contrasto, rivelatosi in tutta la sua importanza con il diffondersi dell'uso degli iconoscopi e con l'approfondirsi della conoscenza del loro funzionamento, indica chiaramente che per aumentare ulteriormente il rendimento del tubo di ripresa è necessario svincolarsi dai concetti costruttivi del tubo a raggi catodici e seguire vie completamente indipendenti. Ciò non ha potuto essere fatto fin dall'inizio, perchè per seguire vie interamente nuove era necessario che la tecnica fosse sufficientemente progredita e che gli studi e le esperinze avessero messo in chiara luce i difetti ed i pregi dei vari sistemi, onde poter individuare con sicurezza la via da seguire per eliminare i primi e conservare o migliorare i secondi. E' stato sviluppando questi concetti che si è giunti alla costruzione dell'orticone, il più recente, ma forse non ultimo, tipo di tubo di ripresa televisivo. Questo tubo differisce dagli iconoscopi sostanzialmente per il fatto che utilizza per l'esplorazione del mosaico un fascio a bassa velocità invece che un fascio ad alta velocità. Questo diverso principio richiede poi anche numerose variazioni nella tecnica costruttiva.

Prima di parlare dell'orticone riteniamo utile ricordare ancora una volta i principi fondamentali del metodo di esplorazione con elettroni ad alta velocità, onde mettere in evidenza i difetti che si sono voluti eliminare rallentando gli elettroni esploratori.

Si ricorderà che un fascio di elettroni si dice ad alta velocità quando esso determina sul mosaico (o su qualunque altra superficie, su cui vada a cadere) un'emissione secondaria con coefficiente maggiore dell'unità (cioè per ogni elettrone primario incidente sulla superficie si producono numerosi elettroni secondari). Ciò significa che una superficie isolata, quando venga raggiunta da un fascio di elettroni ad alta velocità, si carica positivamente. Questa carica positiva, insieme alla forte emissione secondaria determinata dal bombardamento elettronico del fascio esploratore, sono la causa fondamentale dei principali inconvenienti presentati dagli iconoscopi. Infatti si ricorderà ancora che la forte emissione secondaria è la causa di una pioggia irregolare di elettroni sul mosaico, la quale dà origine al così detto disturbo di esplorazione. D'altra parte il mosaico, caricato positivamente per effetto del bombardamento del fascio esploratore, ostacola l'allontanamento dei fotoelettroni, mentre poi la pioggia disuniforme degli elettroni secondari, che tornano sul mosaico, neutralizza una parte della carica positiva generata dall'emissione fotoelettrica. Finalmente la necessità di conservare al fascio esploratore la sua caratteristica di fascio ad alta velocità non consente di elevare troppo la tensione del collettore, il che compenserebbe in parte gli inconvenienti ora lamentati.

Dunque eseguendo l'esplorazione con fascio ad alta velocità viene ad essere limitato il valore massimo della carica che può assumere il mosaico sotto una data illuminazione, mentre gli elettroni secondari di ritorno annullano una parte della carica stessa indipendentemente dal processo di esplorazione e quindi in modo non utilizzabile per la generazione dei segnali elettrici. In media si può ritenere che soltanto un terzo dei fotoelettroni emessi dal mosaico venga catturato dal collettore e soltanto un quarto della carica del mosaico stesso possa essere utilizzata per generare il segnale elettrico di uscita. In conseguenza il rendimento dell'iconoscopio è in pratica limitato al 5 o 10 per cento del rendimento teorico massimo raggiungibile, mentre la massima variazione di tensione degli elementi del mosaico, e quindi la massima ampiezza del segnale, è contenuta entro limiti oltremodo modesti.

Naturalmente questi inconvenienti trovano riscontro in vantaggi, che sono apparsi notevoli fino da quando si cominciò a pensare alla televisione elettronica. Il principale di questi vantaggi è quello di poter ottenere con relativa facilità un fascio di di elettroni molto sottile e di conservarlo tale durante l'esplorazione di un mosaico anche molto esteso. Questo vantaggio apparve predominante sugli inconvenienti segnalati, dato che esso corrisponde alla possibilità di effettuare facilmente un'analisi con piccole aperture e quindi con grande finez-

za di dettaglio, fino a che il progredire della tecnica non fornì i mezzi adeguati per ottenere lo stesso risultato anche con fasci a bassa velocità.

Quando si potè pensare di lavorare con buon rendimento anche con fasci a bassa velocità, la tecnica dei tubi di ripresa subì una vera svolta, conducendo, come si è detto, alla realizzazione dell'orticone, che rappresenta un netto e sostanziale progresso rispetto agli iconoscopi di qualunque tipo, nonchè rispetto agli altri apparati di televisione elettronica di cui non abbiamo parlato perchè completamente abbandonati o di troppo scarso interesse. Vediamo ora a quali risultati si può sperare di giungere usando un fascio esploratore con elettroni lenti.

Un fascio di elettroni si dirà a bassa velocità, quando esso determina sul mosaico (o su qualunque altra superficie su cui venga a cadere) una debole emissione secondaria con rapporto minore dell'unità (cioè il numero degli elettroni primari incidenti sulla superficie è superiore a quello degli elettroni secondari emessi). Ciò significa che una superficie isolata, quando venga raggiunta da un fascio di elettroni a bassa velocità, si carica negativamente, perchè il numero degli elettroni che la raggiungono è superiore a quello degli elettroni che ne escono per emissione secondaria.

Quando poi, per effetto di illuminazione, si produce un'emissione di fotoelettroni, il mosaico si carica positivamente, distribuendosi su di esso una carica elettrica che riproduce la distribuzione dell'illuminamento. In conseguenza gli elettroni esploratori tornano a poter pervenire fino sul mosaico dove neutralizzano la carica positiva fotoelettrica. E ciò non per effetto di un complicato fenomeno di equilibrio tra emissione fotoelettrica, emissione secondaria, bombardamento elettronico per parte del fascio e pioggia di elettroni di ritorno, ma semplicemente per assorbimento degli elettroni primari del fascio esploratore.

Inoltre, lavorando con fasci a bassa velocità, non si deve più temere che un elevato potenziale del collettore ostacoli il movimento degli elettroni esploratori. Perciò la tensione del collettore può essere in questo caso abbastanza elevata, perchè esso riesca a catturare tutti gli elettroni emessi dal mosaico. Pertanto il mosaico, quando è illuminato, perde effettivamente tutti gli elettroni che emette e quindi riceve la massima carica consentita dalle sue proprietà fotoelettriche, dalla quantità di luce che lo raggiunge e dal tempo che intercorre tra due successivi passaggi del fascio esploratore. Nessuna frazione di questa carica è neutralizzata da pioggia di elettroni secondari e quindi essa è interamente utilizzabile per generare il segnale elettrico.

Fig. 115. - *Schema di un tubo di ripresa con fascio esploratore a bassa velocità.*

In queste condizioni gli elettroni del fascio esploratore, arrivando sul mosaico in assenza di illuminazione, vi determinano lo stabilirsi di una condizione di equilibrio, in cui il mosaico stesso assume la tensione del catodo che emette gli elettroni esploratori. Quando si è raggiunta questa condizione di equilibrio, gli elettroni esploratori non possono più raggiungere il mosaico; essi vengono rallentati man mano che si avvicinano al mosaico fino ad annullare la propria velocità e ad essere respinti verso il collettore, da cui saranno assorbiti. Non si vede quindi più alcuna ragione perchè si produca il disturbo di esplorazione, ed in assenza di illuminazione non si ha alcun segnale visivo non per effetto di un equilibrio tra gli elettroni in arrivo e quelli riemessi, come nel caso di fasci ad alta velocità, dove tale equilibrio si raggiunge attraverso una ridistribuzione irregolare degli elettroni secondari, ma semplicemente perchè viene ad essere impedito l'arrivo degli elettroni sul mosaico. Questo pertanto conserva inalterata la sua carica in ogni punto ed in ogni istante.

Riassumendo, con fascio esploratore a bassa velocità si hanno i seguenti vantaggi:

a) manca il fenomeno della ridistribuzione degli elettroni secondari e quindi non si ha disturbo di esplorazione;

b) il collettore può essere mantenuto ad una tensione tale da produrre la saturazione della emissione elettronica del mosaico, portando il rendimento pratico a coincidere con quello teorico;

c) le variazioni di tensione degli elementi del mosaico possono essere piuttosto elevate, potendo in teoria raggiungere ed anche superare i 20 volt.

Di contro a questi innegabili grandi vantaggi si ha il grosso inconveniente, già implicito in quanto detto in precedenza, che il fascio elettronico, per effetto della sua piccola velocità, che va diminuendo man mano che gli elettroni si avvicinano al mosaico, è estremamente instabile. Il funzionamento è pertanto facilmente perturbato da cariche sul vetro dell'involucro, da piccole differenze di poten-

ziale tra gli elementi del mosaico e dalle stesse cariche trasportate dal fascio. In particolare il fascio si allarga molto facilmente, se non sono presi adeguati provvedimenti per impedirlo, il che porta ad un forte peggioramento dell'immagine, quale quello che corrisponde ad un'analisi con apertura molto larga. Questo inconveniente è così sentito che per poter utilizzare un fascio a bassa velocità, come è sommamente desiderabile in vista dei grandi vantaggi già segnalati, si è riconosciuta, come si è detto, la necessità di modificare l'intera struttura del tubo, battendo vie interamente nuove. Di ciò ci si renderà conto più facilmente quando si parlerà dei sistemi usati per concentrare e dirigere il fascio esploratore.

I tubi di ripresa con fascio a bassa velocità.

Schematicamente il tubo di ripresa con fascio a bassa velocità non differisce sostanzialmente dall'iconoscopio. Anch'esso comprende un cannone elettronico, un mosaico fotoelettrico ed una piastra posteriore dalla quale si deriva il segnale di uscita. Però in questo caso non è possibile conservare l'asse del cannone elettronico inclinato rispetto alla perpendicolare del mosaico. Perciò lo schema di principio del tubo si presenta come in figura 115. Questa disposizione, diversa da quella realizzata negli iconoscopi, deriva dalla opportunità che l'angolo di incidenza del fascio sul mosaico sia il più possibile costante in tutti i punti del mosaico stesso.

E' infatti facile rendersi conto che variando la inclinazione del fascio incidente, a pari energia totale degli elettroni, si varia la carica di equilibrio a cui viene portato il mosaico sotto il bombardamento elettronico (fig. 116). Perciò se l'inclinazione è notevolmente diversa nei diversi punti del mosaico, durante l'esplorazione si ottiene una distribuzione non uniforme di cariche sul mosaico, la quale può dar luogo a correnti superficiali e quindi a disturbi nel segnale di uscita.

Altra caratteristica dei tubi con fascio a bassa velocità è quella di richiedere una corrente del fascio molto più intensa di quella che è necessaria nei tubi ad alta velocità. Infatti la carica sottratta nell'unità di tempo al mosaico è data dal prodotto della corrente del fascio per il coefficiente di emissione secondaria diminuito di uno, cioè:

$$(k - 1)\, I_p.$$

Ora nei tubi ad alta velocità k è dell'ordine di dieci, mentre nei tubi a bassa velocità è minore di uno; pertanto per ottenere la stessa velocità di scarica del mosaico le correnti I_p devono essere nei due casi circa nel rapporto da dieci ad uno. Si osservi poi che quanto più intensa è la corrente del fascio, tanto maggiore è la carica del mosaico che essa è capace di neutralizzare e quindi tanto maggiore è l'intensità dell'illuminamento che può essere raggiunto ossia tanto maggiore è il massimo valore del segnale che può essere ricavato.

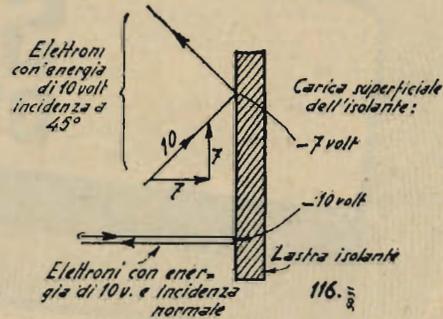
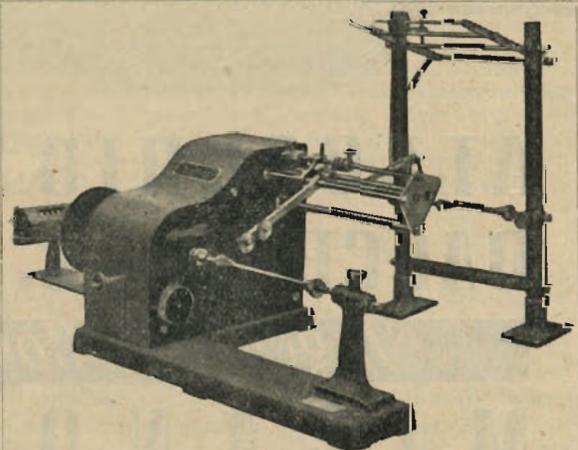



Fig. 116. - *Effetto delle diverse inclinazioni degli elettroni incidenti sulla carica di equilibrio del mosaico.*

La necessità di avere una corrente elettronica molto intensa è però in contrasto con quella di mantenere più piccola che sia possibile la sezione trasversale del fascio esploratore, il quale tende ad espandersi tanto più quanto più intensa è la corrente che convoglia. A ciò si è trovato utilissimo rimedio usando un fascio esploratore che sia relativamente veloce fino a breve distanza dal mosaico, dove un campo ritardatore rallenta gli elettroni prima che essi arrivino sui granuli carichi. Ma di ciò si parlerà meglio in seguito. *(continua)*

NOTE PER GLI OPERATORI DELLE STAZIONI TRASMITTENTI

LO STADIO AMPLIFICATORE DI POTENZA PROCEDIMENTI DI ACCORDO E MESSA A PUNTO

2497/7 (Continuazione e fine vedi N. 21-22)

G. Termini - Per. ind. rad.

In conseguenza di quanto è stato descritto e dimostrato nello studio precedente, si possono riassumere in un quadro conclusivo le indicazioni date dal milliamperometro durante le condizioni di funzionamento esaminate. Premesso che l'intensità di corrente indicata dallo strumento corrisponde, evidentemente, al valore medio della corrente anodica, avremo:

1) l'intensità della corrente raggiunge un valore, relativamente elevato, quando il circuito anodico dello stadio non è accordato sulla frequenza della tensione di eccitazione;

2) l'intensità della corrente diminuisce notevolmente accordando il circuito anodico sulla frequenza di comando;

3) l'intensità della corrente aumenta quando, accordando l'aereo sulla frequenza di lavoro del trasmettitore, l'energia viene ad essere trasferita dal circuito anodico dell'amplificatore all'aereo;

4) l'intensità della corrente aumenta quando l'accoppiamento fra il circuito anodico dell'amplificatore e l'aereo è modificato, nel senso di aumentare la quantità di energia trasferita dal circuito anodico dell'amplificatore all'aereo.

Oltre a ciò, è da ricordare che, accordando il circuito oscillatorio di carico sulla frequenza di comando, la tensione che si stabilisce ai capi di esso è sensibilmente sinusoidale, pure avendo nel circuito anodico una corrente caratterizzata da una successione d'impulsi.

Per meglio intendere ciò che si è detto basta esaminare il funzionamento dell'amplificatore dal punto di vista del valore della potenza di uscita e del rendimento di conversione, in relazione ai valori d'impedenza del circuito anodico. Si può con vantaggio ricorrere alla rappresentazione grafica su due assi ortogonali, per studiare il comportamento dello stadio nei termini voluti. Il diagramma della fig. 1 si riferisce appunto ad uno stadio amplificatore di potenza e tratta della potenza che si stabilisce ai capi del carico anodico (*Pc*), della potenza trasferita dal circuito anodico all'aereo (*Po*) e del rendimento anodico, in relazione al valore d'impedenza del circuito anodico. Si rileverà che le tre grandezze elettriche in esame raggiungono il valore massimo quando il circuito anodico è accordato sulla frequenza della tensione di comando dello stadio. La ragione di questo fatto va ricercata appunto nel valore d'impedenza del circuito anodico, in relazione alla frequenza di funzionamento dello stadio.

Dobbiamo ora esaminare i fenomeni che si verificano nel funzionamento dello stadio di potenza, quando avviene il trasferimento di energia dal circuito anodico all'aereo. Per fissare le idee in merito a ciò, occorre premettere alcune osservazioni sul funzionamento dei circuiti accoppiati.

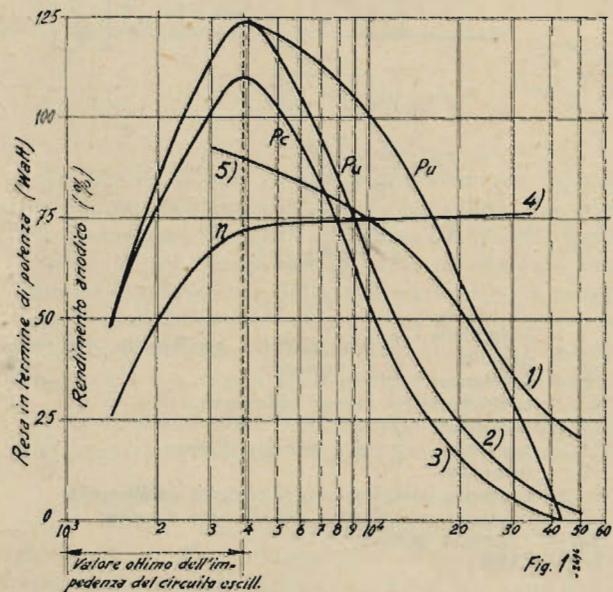



Fig. 1. - *Rappresentazione grafica dei valori di alcune grandezze elettriche dell'amplificatore, in relazione ai valori di impedenza del circuito oscillatorio.* — 1) *Andamento della potenza raccolta ai capi dell'aereo variando la relativa frequenza di accordo.* — 2) *Andamento della potenza raccolta ai capi dell'aereo variando la reattanza mutua* Xm. — 3) *Andamento della potenza che si stabilisce ai capi del circuito oscillatorio dell'amplificatore.* — 4) *Valori del rendimento di conversione.* — 5) *Rendimento del trasformatore d'aereo.*

Se l'accoppiamento fra il circuito anodico e l'aereo è stabilito per mutua induzione, l'aereo introduce nel circuito anodico un'impedenza *Zt*, il cui valore è naturalmente da ricercare, oltrechè nelle

condizioni dell'accoppiamento, anche nel valore degli elementi elettrici dei due circuiti. Analizziamo meglio il fenomeno; il circuito oscillatorio dell'amplificatore è elettricamente separato dal circuito di carico della stazione.

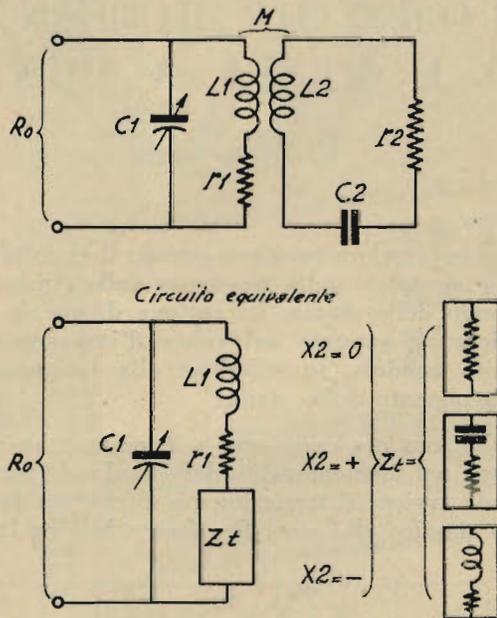



Fig. 2.

L 1 = *induttanza* ⎫
C 1 = *capacità* ⎬ *del circuito oscillatorio dell'amplificatore;*
r 1 = *resistenza* ⎭
M = *coefficiente di mutua induzione;*
L 2 = *induttanza* ⎫
C 2 = *capacità* ⎬ *del circuito d'aereo;*
r 2 = *resistenza* ⎭
X 1 = *reattanza complessiva del circuito oscillatorio;*
X 2 = *reattanza complessiva del circuito d'aereo;*
Xm = *reattanza mutua;*
$Xm = 2\pi fM$;

$X2 = 2\pi fL2 - \frac{1}{2\pi fC2}$;

$Ro\ max. = \frac{L}{(r1 + r2')}$ (*Impedenza alla risonanza*).

E' da notare che lo schema della fig. 2 riporta quest'ultimo sotto la forma di circuito chiuso. Pur non dilungandoci in dettagli su questo particolare, ricordiamo che l'aereo è, essenzialmente, un circuito oscillatorio aperto, nel quale gli elementi elettrici (capacità e induttanza) sono distribuiti lungo l'intero sistema di conduttori. A un tale sistema si può però convenientemente sostituire un circuito oscillatorio chiuso, purchè il valore degli elementi elettrici adottati, *C2*, *L2*, ed *r2*, si riferisca evidentemente ai valori del circuito d'aereo.

Riprendendo l'esame dello schema si rileva che i due circuiti sono magneticamente accoppiati e che quindi è presente una mutua induttanza *M*.

Si osserva anzitutto che il circuito oscillatorio dell'amplificatore è in grado di trasferire al circuito d'aereo l'energia ad A.F. erogata dal tubo. La presenza del circuito d'aereo equivale a un mutamento del valore d'impedenza del circuito oscillatorio dell'amplificatore. Più precisamente, la resistenza *r1* e la reattanza complessiva *X1* del circuito oscillatorio dell'amplificatore risultano modificati. Si ha cioè una resistenza *r1.2* ed una reattanza *X1.2*, i cui valori sono direttamente proporzionali al quadrato della reattanza mutua *Xm*.

Poichè $Xm = 2\pi fM$, nella quale *f* è la frequenza della tensione di comando ed *M* il coefficiente di mutua induzione fra i due circuiti, le due componenti *r1.2* ed *X1.2*, introdotte nel circuito oscillatorio dal circuito d'aereo risultano dipendenti dalle condizioni di accoppiamento esistenti fra i due circuiti.

Da tutto ciò è chiaro che ai due circuiti accoppiati magneticamente, può essere sostituito il circuito dell'amplificatore, purchè si disponga in esso un'impedenza *Zt*, le cui componenti sono rappresentate da *r1.2* ed *X1.2*. Si perviene cioè al circuito equivalente riportato nella fig. 2.

Per fissare le idee in merito ai fenomeni che avvengono nel trasferimento di energia da un circuito all'altro, esaminiamo anzitutto ciò che avviene quando il circuito d'aereo è accordato sulla frequenza della tensione alternata che si stabilisce ai capi del circuito oscillatorio.

In tali condizioni la reattanza complessiva, *X2*, del circuito è nulla; il circuito d'aereo modifica la sola resistenza *r1* del circuito oscillatorio. Ora è da ricordare che accordando il circuito oscillatorio sulla frequenza della tensione di funzionamento, l'impedenza di esso risulta inversamente proporzionale alla resistenza *r1*. Si ha cioè:

$$Ro = \frac{L1}{c\,r1}.$$

La resistenza *r2'* introdotta dal circuito d'aereo, modifica la resistenza *r1*. Il valore dell'impedenza *Ro* alla risonanza è dunque espresso dalla relazione:

$$Ro = \frac{L1}{c(r1 + r2')}.$$

Si può cioè concludere che il valore dell'impedenza del circuito oscillatorio, diminuisce in conseguenza all'accoppiamento col circuito d'aereo. Se si aumenta l'accoppiamento fra i due circuiti, si ha pure un aumento della resistenza *r2* e quindi una conseguente diminuzione d'impedenza del circuito oscillatorio. Di tutto ciò si può fare la rappresentazione grafica su due assi ortogonali. Si veda la fig. 3 che rappresenta le variazioni d'impedenza del circuito oscillatorio per diversi valori della reattanza mutua *Xm*.

Premesso che le curve si riferiscono alla condizione di accordo dei due circuiti sulla frequenza della tensione di comando, dall'esame di esse si deduce facilmente:

Fig. 3. - *Rappresentazione grafica dei valori di impedenza del circuito oscillatorio ottenuti* 1) *Variando la f di accordo del circuito di aereo.* 2) *Variando la reattanza* Xm *e accordando il circuito di aereo* (X2=0).

a) variando l'accoppiamento fra i due circuiti e cioè la reattanza mutua *Xm*, si hanno corrispondenti variazioni della resistenza *r1.2* del circuito oscillatorio; segue una corrispondente variazione d'impedenza del circuito oscillatorio;

b) dissintonizzando il circuito d'aereo (*X2* *O*) l'impedenza del circuito oscillatorio dell'amplificatore aumenta, perchè diminuisce il valore della resistenza *r1.2* del circuito. La curva (1) della figura in esame rappresenta appunto questa relazione fra il valore dell'impedenza del circuito oscillatorio e il valore della reattanza mutua *Xm*.

Da ciò segue che modificando il valore della reattanza mutua *Xm*, e cioè l'accoppiamento fra i due circuiti, è necessario regolare la capacità del circuito oscillatorio, per riportare il circuito stesso in accordo sulla frequenza di funzionamento. Si osserva inoltre che dissintonizzando il circuito d'aereo, viene a modificarsi la reattanza *X1* del circuito oscillatorio e quindi la corrispondente frequenza di accordo, per cui è ancora necessaria una nuova regolazione dell'elemento di sintonia.

Con ciò si possono considerare ampiamente trattati i problemi del funzionamento dell'amplificatore di potenza e delle manovre relative all'accordo. Tuttavia prima di concludere e di prospettare un quadro riassuntivo degli argomenti già esposti, ci sembra opportuno di seguire un po' più dettagliatamente i fenomeni.

Lo studio di essi riesce particolarmente agevole ricorrendo alla rappresentazione grafica. La serie dei diagrammi s'inizia con la fig. 4 (1) nella quale i valori d'impedenza del circuito oscillatorio sono riportati in funzione delle due variabili già esaminate, e cioè della reattanza mutua *Xm* e della reattanza del circuito d'aereo *X2*. L'interpretazione del grafico è chiarita dalle seguenti osservazioni:

a) il piano *ABCD* riporta la variazione della reattanza complessiva *X2* del circuito d'aereo;

b) tagliando il piano *ABCD* con un piano verticale, *EFGH*, nel punto corrispondente alla reattanza *X2* = *O* (circuito d'aereo in risonanza) e riportando su tale piano la curva tracciata nella fig. 3 (1), si ottiene la rappresentazione grafica dei valori d'impedenza del circuito oscillatorio, in relazione ai valori della reattanza mutua *Xm*.

c) Per un determinato valore di reattanza mutua, *Xm*, l'impedenza del circuito oscillatorio varia in modo analogo alla reattanza *X2* del circuito d'aereo. Ciò è riportato su un piano perpendicolare al piano *EFGH*, disposto in corrispondenza del valore considerato della reattanza mutua *Xm*.

d) Attorno al valore di risonanza del circuito d'aereo, esistono due valori di reattanza *X2* (*r* - *s*, fig. 4; curva (2), fig. 3), con i quali l'impedenza del circuito oscillatorio raggiunge il valore ottimo.

(1) H. A. Robinson.

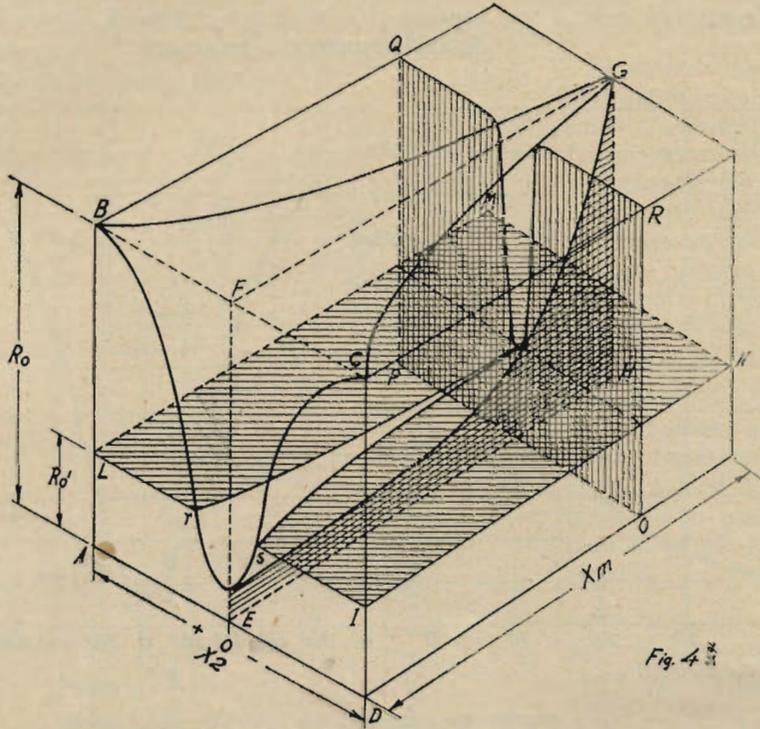



Fig. 4. - *Rappresentazione grafica delle variazioni d'impedenza del circuito oscillatorio, in relazione ai valori di reattanza mutua* Xm *e di reattanza del circuito d'aereo* X 2. — Ro = *impedenza del circuito oscillatorio dell'amplificatore escludendo l'aereo.* — Ro' = *valore ottimo dell'impedenza del circuito oscillatorio, per un determinato valore di reattanza mutua* Xm.

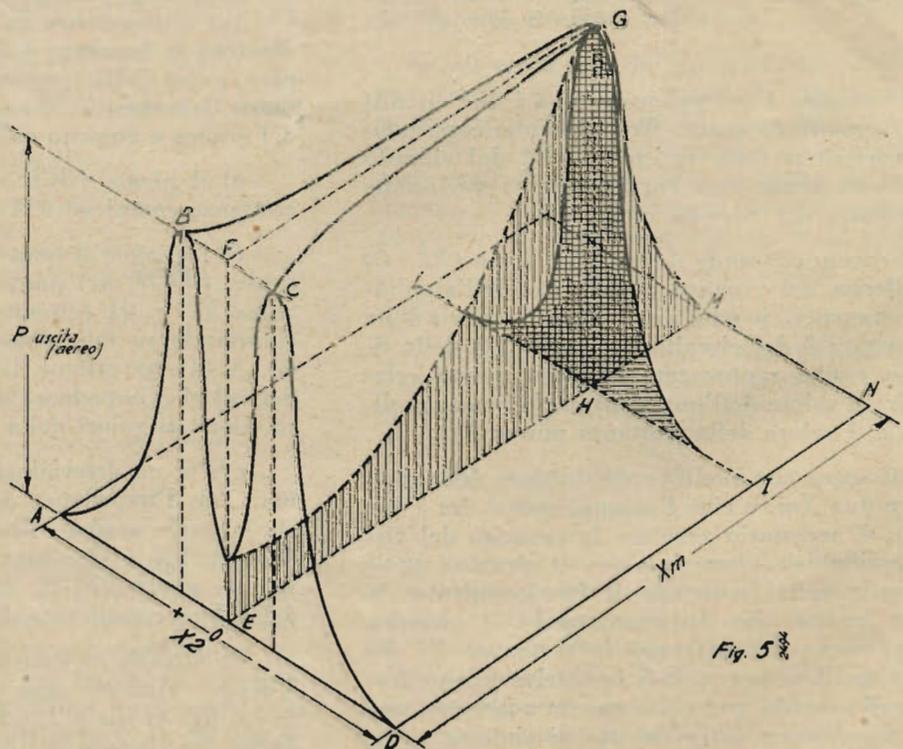



Fig. 5. - *Diagramma tridimensionale sulla variazione della potenza nel circuito di aereo.*

Il diagramma tridimensionale riportato, esprime cioè in forma dimostrativa le note relazioni esistenti fra il valore d'impedenza del circuito oscillatorio, considerato come funzione di due variabili, di cui una è la reattanza del circuito d'aereo, *X2*, e l'altra la reattanza mutua *Xm*. Vedremo più avanti che un diagramma del genere è conveniente per esaminare la misura della potenza trasferita dal circuito oscillatorio dell'amplificcatore all'aereo, quando l'operatore modifica la reattanza mutua *Xm* fra i due circuiti e la reattanza del circuito d'aereo.

Riportiamo ora alcune semplici considerazioni sul trasferimento dell'energia dall'amplificatore all'aereo. Da quanto esposte fin qui si comprende facilmente il significato di *rendimento del trasformatore d'aereo*. Risulta cioè definito il rapporto fra la potenza raccolta nel circuito oscillatorio dell'amplificatore. Se si determina il rendimento del trasformatore in relazione agli elementi elettrici dei due circuiti, si vengono a conoscere i seguenti fatti:

a) il rendimento del trasformatore diminuisce aumentando l'empedenza del circuito oscillatorio;

b) aumentando il valore della reattanza mutua, *Xm*, e cioè l'accoppiamento fra i due circuiti, fino a che l'impedenza del circuito oscillatorio raggiunge il valore ottimo, il rendimento del trasformatore aumenta;

c) il rendimento è tanto più elevato quanto minore è la resistenza del circuito oscillatorio dell'amplificatore.

Tutto ciò è riportato nel grafico della fig. 1; il rendimento del trasformatore è facilmente deducibile in relazione agli altri elementi esaminati. Sulla misura di tale rendimento, vi è da dire che, all'atto pratico, le condizioni di ottimo sono sicuramente raggiunte quando esso è dell'ordine del 90 %.

Esaminiamo ora la misura della potenza trasferita dall'amplificatore all'aereo, regolando la reattanza mutua *Xm* fra i due circuiti e la frequenza di accordo dell'aereo.

La rappresentazione grafica tridimensionale è riportata nella fig. 5 (2). Premesso che il grafico si riferisce alle condizioni esaminate nella fig. 4, e che è da questa deducibile, l'interpretazione porta a concludere che:

a) Accordando l'aereo sulla frequenza di funzionamento, dell'amplificatore, l'energia trasferita nel circuito d'aereo aumenta rapidamente aumentando l'accoppiamento fra i due circuiti.

b) L'energia trasferita dall'amplificatore all'aereo raggiunge il massimo valore quando l'accoppiamento fra i due circuiti, e cioè la reattanza mutua *Xm*, è stabilita in modo da ottenere il valore ottimo d'impedenza del circuito oscillatorio.

(2) Luogo citato.

In tal caso si dice che l'accoppiamento fra i due circuiti raggiunge le condizioni di ottimo.

c) La potenza trasferita dall'amplificatore all'aereo diminuisce, aumentando ulteriormente l'accoppiamento fra i due circuiti; (si veda anche la curva riportata nel piano *E F G H* della fig. 4.

d) Superando le condizioni di ottimo accoppiamento fra i due circuiti e modificando la frequenza di accordo del circuito d'areo intorno al valore della frequenza di funzionamento dell'amplificatore, si raggiungono due condizioni corrispondenti a un rapido aumento della potenza trasferita dall'amplificatore all'aereo. Ciò è spiegato

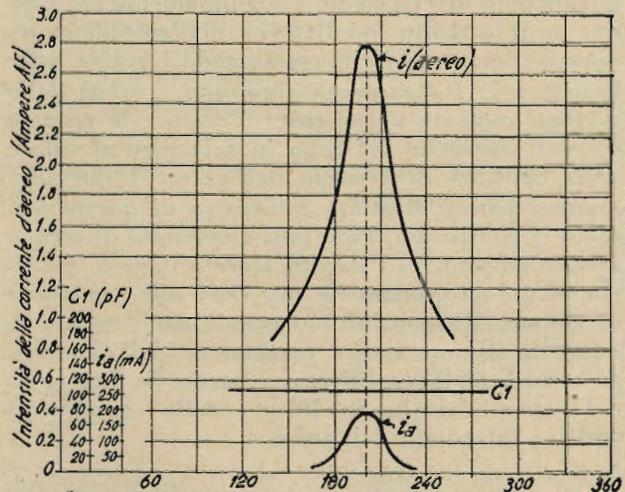



Fig. 6 Capacità di accordo del circuito d'aereo (pF)

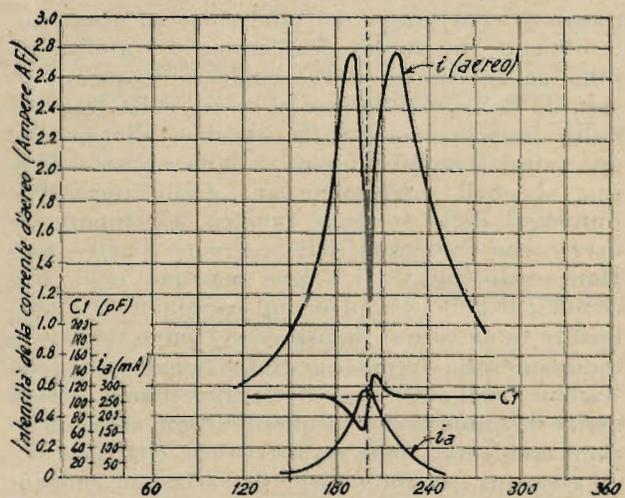



Fig. 7 Capacità di accordo del circuito d'aereo (pF)

col fatto che, dissintonizzando il circuito d'aereo, si ha un aumento del valore d'impedenza del circuito oscillatorio dell'amplificatore.

L'energia trasferita dall'amplificatore all'aereo aumenta fino alla massima misura, che raggiunge quando la reattanza del circuito d'aereo è tale da riportare d'impedenza del circuito oscillatorio al suo valore ottimo.

e) Se si verifica che dissintonizzando l'aereo è necessario ripetere l'accordo del circuito oscillatorio dell'amplificatore, ciò significa che in relazione al valore dell'accoppiamento stabilito fra i due circuiti, le componenti reattive introdotte dall'aereo nel circuito dell'amplificatore, raggiungono valori tali da modificarne la frequenza di accordo relativa.

I fenomeni che si verificano accordando l'aereo e regolando diversamente l'accoppiamento fra l'aereo e il circuito oscillatorio dell'amplificatore, sono facilmente chiariti esaminando i grafici delle figg. 6 e 7. I diagrammi riportano i valori delle correnti ottenute nel circuito d'aereo e le relative correnti anodiche del tubo in relazione al valore della capacità di accordo dell'aereo. I due diagrammi hanno carattere conclusivo di questo studio e si riferiscono, l'uno alle condizioni di ottimo accoppiamento fra l'amplificatore e l'aereo, e l'altro ad un accoppiamento superiore alle condizioni di ottimo. In quest'ultimo caso è da osservare la necessità di una nuova regolazione dell'elemento di accordo dell'amplificatore, perchè la frequenza del circuito risulta modificata dalle componenti reattive introdotte dall'aereo.

Dal grafico della fig. 7 si osserva facilmente che accordando il circuito d'aereo sulla frequenza di funzionamento del trasmettitore, l'intensità della corrente nel circuito d'aereo raggiunge un valore relativamente limitato, mentre l'intensità della corrente anodica si stabilisce al valore massimo. Come è noto, ciò significa che il valore della reattanza mutua, Xm, ha modificato il valore degli elementi elettrici del circuito oscillatorio, per cui il rendimento di conversione del tubo viene ad essere notevolmente peggiorato. Dall'esame del grafico risulta anche chiaro che variando la frequenza di accordo dell'aereo intorno al valore della frequenza di funzionamento della stazione, s'incontrano due valori massimi d'intensità della corrente d'aereo, ai quali corrisponde una diminuzione dell'intensità della corrente anodica. E' importante notare che l'intensità della corrente d'aereo raggiunge ugualmente il valore massimo nelle due condizioni dell'accoppiamento esaminate, ma che, mentre in un caso si richiede che l'aereo venga sintonizzato sulla frequenza di funzionamento della stazione, nell'altro caso il circuito d'aereo dovrà essere dissintonizzato. In questo ultimo caso, variazioni accidentali delle caratteristiche elettriche degli elementi ,prodotte anche da variazioni ambientali (di temperatura o di umidità), sono sufficienti a modificare, anche sensibilmente, il valore della corrente d'aereo. Sperimentalmente ciò può essere constatato, verificando la necessità di una conveniente regolazione della frequenza di accordo dell'aereo, per riottenere la massima intensità della corrente d'aereo.

Una regolazione accurata dell'amplificatore di potenza e del circuito d'aereo può quindi ottenersi mantenendo l'accoppiamento fra i due circuiti in modo tale da incontrare un solo massimo d'intensità nella corrente d'aereo.

In ultima analisi è da tener presente che il valore ottimo d'impedenza del circuito oscillatorio che dà la massima potenza d'aereo, dipende, oltrechè dalle condizioni esaminate e che sono stabilite dall'operatore, anche dal valore delle tensioni di alimentazione del tubo. In special modo una variazione della tensione di polarizzazione e dell'ampiezza della tensione *A. F.* di comando del tubo, modifica l'impedenza del circuito oscillatorio dell'amplificatore.

Questo va tenuto particolarmente presente quando, per il particolare impiego della stazione, le tensioni di alimentazione non posson essere mantenute rigorosamente costanti.

Conclusione.

Esaminando il funzionamento dell'amplificatore di potenza dal punto di vista dell'interpretazione delle manovre richieste all'operatore, resta stabilito quanto segue:

Vedi tabella a pagina seguente.

Per completare questo studio sull'amplificatore di potenza si sembra opportuno soffermarci brevemente sulla necessità di limitare la potenza erogata dal tubo, durante l'accordo del circuito d'aereo. La ragione è evidente se si considera che quando l'aereo non è accordato sulla frequenza di lavoro del trasmettitore, l'energia ad A.F. non può trasferirsi dall'amplificatore all'aereo. Si ha allora una forte dissipazione di calore sull'anodo del tubo, che ne pregiudica l'integrità e la durata. Premesso che ciò è denunciato dall'arrossamento della placca, è necessario ricordare che in tutte le stazioni nelle quali la potenza erogata raggiunge una misura non indifferente è adottato un accorgimento che elimina gli inconvenienti a cui si andrebbe diversamente incontro. Secondo il tipo di stazione, l'accorgimento può consistere nel ridurre il valore della tensione anodica di alimentazione, oppure di applicare una tensione negativa fra griglia di soppressione e catodo, quando lo stadio utilizza un pentodo.

E' importante che l'operatore ricordi l'accortezza di ridurre la potenza erogata dal tubo quando procede all'accordo dello stadio e del circuito di aereo. Soltanto ad accordo avvenuto e cioè solo quando l'energia ad A.F. si trasferisce dall'amplificatore all'aereo, si dovrà andare in piena potenza. Tutto questo consiglia di effettuare una più precisa regolazione dei circuiti nelle condizioni di piena potenza.

L'accoppiamento fra l'amplificatore e l'aereo va naturalmente regolato nelle condizioni di piena potenza, fino a raggiungere il valore ottimo.

1°) - Circuito oscillatorio dell'amplificatore di potenza accoppiato per mutua induzione al circuito d'aereo.

Regolazione	*Dispositivo di verifica*	*Procedimento*	*Indicazione di controllo*
1) Accordo dello stadio amplificatore di potenza sulla frequenza di funzionamento della stazione.	Milliamperometro c.c. sul circuito anodico di alimentazione del tubo.	*a)* Escludere o dissintonizzare completamente il circuito di aereo. *b)* Regolare la capacità di accordo del circuito oscillatorio dell'amplificatore.	Minima intensità di corrente anodica.
2) Accordo del circuito d'aereo.	Amperometro d'aereo.	*a)* Includere l'aereo. *b)* Regolare l'elemento di accordo del circuito d'aereo.	Massima intensità di corrente anodica. Massima intensità di corrente d'aereo.
3) Regolazione dello accoppiamento fra amplificatore e aereo.	Milliamperometro c.c. sul circuito anodico di alimentazione del tubo.	Regolare l'accoppiamento fra l'amplificatore e l'aereo.	Massima corrente anodica ammissibile per l'integrità e la durata del tubo.
4) Condizioni di ottimo accoppiamento.	Amperometro d'aereo.	Dissintonizzare il circuito d'aereo intorno al valore di accordo.	Un solo massimo nella intensità della corrente d'aereo.

2° caso) - Circuito oscillatorio dell'amplificatore accoppiato direttamente al sistema di antenna.

Regolazione	*Dispositivo di verifica*	*Procedimento*	*Indicazione di controllo*
1) Accordo dello stadio amplificatore di potenza e del circuito d'aereo.	Milliamperometro sul circuito anodico di alimentazione del tubo. Amperometro d'aereo.	Regolare l'elemento di accordo dello stadio. Regolare l'accordo antenna.	Minima intensità di corrente anodica. Massima intensità di corrente d'aereo.

BIBLIOGRAFIA

Dott. ing. ERNESTO MONTÙ, *Radiotecnica*, vol. I, vol. II e vol. III, 1942.

Ing. prof. GIUSEPPE DILDA, *Radiotecnica*, vol. I, 1940; vol. II, 1942.

H. A. ROBINSON, *QST*, aprile 1934. The operation of R.F. power amplifiers, parte II.

The Radio Amateur's Hand book, 1942. Principles of transmitter design and operation.

W. L. EVERITT, *Condizioni di ottimo funzionamento in un amplificatore di classe C*. Proceedings of the I.R.E.; febbraio, settembre 1934.

F. M. KOSA, *Amplificatori di potenza AF. WE*, dicembre 1937.

LARGHEZZA DI BANDA NEL FILTRO DI BANDA CON ACCOPPIAMENTO CRITICO

2490/4

R. Plotti

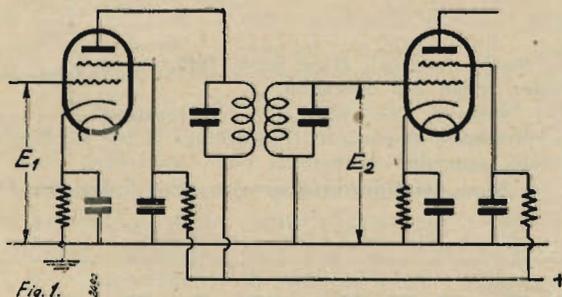
E' oggigiorno comune l'impiego del filtro di banda nei radioricevitori, allo scopo di ottenere le migliori caratteristiche di selettività. Infatti è noto che, essendo necessario non introdurre alcuna attenuazione per le frequenze che costituiscono le bande laterali di un'onda modulata, la minor distorsione di ampiezza negli stadi amplificatori di AF viene assicurata con l'impiego di elementi di accoppiamento tra due tubi costituiti da trasformatori a due circuiti accordati, che prendono il nome di *filtro di banda.* La caratteristica reale di un filtro di banda si avvicina notevolmente alla ideale di forma rettangolare.

Sul principio di funzionamento dei filtri hanno scritto molti autori e ad essi rimandiamo il lettore. E' nostra intenzione ora trattare di alcuni problemi pratici sui filtri di banda e soprattutto della valutazione approssimata della larghezza di banda di un filtro con accoppiamento critico. Faremo precedere alcune note per fissare i necessari punti caratteristici del calcolo di un filtro di banda.

Tralasciamo di considerare l'impiego del filtro di banda nei circuiti di alta frequenza propriamente detta. I ricevitori d'uso comune sono tutti a cambiamento di frequenza e la selettività globale dipende quasi esclusivamente dalle caratteristiche dell'amplificatore di media frequenza. Il contributo alla selettività globale dato dai circuiti che precedono lo stadio convertitore è apprezzabile solo in alcune frequenze della gamma delle onde medie, quando siano presenti almeno tre circuiti accordati, cioè nel caso in cui esista uno stadio di preamplificazione.

Generalità sui filtri di banda.

La fig. 1 riporta lo schema elettrico di un filtro di banda collegato tra due tubi amplificatori. Chiamiamo con E_1 la tensione di AF (nel caso particolare di MF) applicata alla griglia controllo del primo tubo, e con E_2 la tensione ai capi del secondario del filtro, tensione che risulta essere applicata al tubo successivo, amplificatore o rilevatore a seconda dei casi.

Fig. 1.

Per l'esame del comportamento del filtro si prenderà in considerazione lo schema equivalente per l'AF, riportato in fig. 2. Qui i vari elementi del circuito equivalente stanno ad indicare:

L_1, L_2 = induttanza del circuito primario e secondario rispettivamente;

C_1, C_2 = capacità del circuito primario e secondario rispettivamente;

r_1, r_2 = resistenza del circuito primario e secondario rispettivamente;

μ = fattore di amplificazione del tubo;

M = mutua induttanza tra primario e secondario.

Nel valore di C_1 sono conglobate tutte le capacità effettivamente presenti nel circuito primario: perciò esso comprende oltre quella del condensatore di accordo la capacità di uscita del tubo e la capacità dei collegamenti. Analogamente C_2 comprende la capicità di accordo, quella di entrata del tubo successivo e quella dei collegamenti.

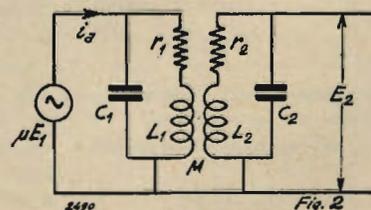
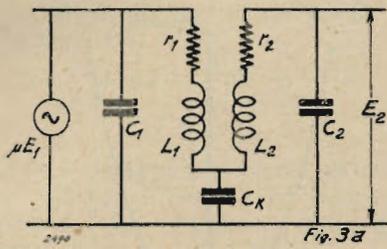



Fig. 2

Nel valore di r_1 sono conglobate tutte le perdite in AF presenti nel circuito primario e precisamente: le perdite dell'induttanza, le perdite nella capacità di accordo e di uscita del tubo, le perdite dovute alla resistenza interna del tubo.

Analogamente dicasi per r_2: qui saranno considerate le perdite del circuito primario solamente nel caso in cui il tubo che segue sia amplificatore, oppure anche quelle eventuali nel caso in cui il tubo abbia funzioni di rivelatore.

Accoppiamento tra primario e secondario.

Negli schemi ora osservati il trasferimento di energia tra primario e secondario è realizzato attraverso un accoppiamento magnetico.

L'accoppiamento capacitativo può essere realizzato, come è indicato in fig. 3a e 3b, sia con una capacità comune ai due circuiti e posta sull'estremo a basso potenziale, oppure con una capacità comune posta sull'estremo ad alto potenziale.

Per l'accoppiamento cosidetto critico il parametro di accoppiamento deve avere per i tre casi considerati il valore seguente:

Accoppiamento magnetico:

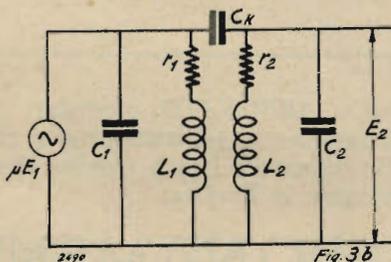
$$M = k \sqrt{L_1 \; L_2} \qquad [1]$$

ove k è il coefficiente di accoppiamento.

Accoppiamento capacitivo a basso potenziale:

$$C_k = \sqrt{Z_1 \; Z_2 \; C_1^2 \; C_2^2 \; \omega^2} \qquad [2]$$

ove $\omega = 2 \, \pi \, f_0$ (f_0 è la frequenza di risonanza e quindi la frequenza di lavoro del filtro);

$Z_1 = \omega \, L_1 \, Q_1$; $Z_2 = \omega \, L_2 \, Q_2$; sono le impedenze

dinamiche dei due circuiti primario e secondario;

$Q_1 = \dfrac{\omega \, L_1}{r_1}$; $Q_2 = \dfrac{\omega \, L_2}{r_2}$, sono i fattori di merito dei due circuiti primario e secondario.

Accoppiamento capacitativo ad alto potenziale:

$$C_k = \frac{1}{\sqrt{\omega^2 \, Z_1 \, Z_2}} \qquad [3]$$

Comportamento del filtro in risonanza.

Le equazioni dei due circuiti del filtro di fig. 2 sono le seguenti:

$$i_1 \; (r_1 + j \, \omega \, L_1) + $$
$$+ \; (i^1 - i_a) \; \frac{1}{j \, \omega \, C_1} + i_2 \; j \, \omega \, M = 0 \qquad [4]$$

$$i_2 \; (r_2 + j \, \omega \, L_2 + \frac{1}{j \, \omega \, C_2}) + i_1 \; j \, \omega \, M = 0 \qquad [5]$$

Nella trattazione generale del filtro si suole considerare solo il caso di accoppiamento magnetico. Le espressioni risolutive poi possono essere modificate sostituendo al parametro M quello corrispondente a ciascuno degli altri sistemi di accoppiamento.

Alla frequenza di risonanza la tensione secondaria è data dalla seguente espressione:

$$E_2 = i_a \frac{k/\delta}{1 + k^2/\delta^2} \; \omega \sqrt{Z_1 \, Z_2} \qquad [6]$$

in cui $\delta = \sqrt{\delta_1 \, \delta_2} = \sqrt{\dfrac{1}{Q_1} \; \dfrac{1}{Q_2}}$

Per il caso generale di tubi amplificatori pentodi e per accoppiamenti critico la [6] si semplifica nella seguente espressione che dà l'amplificazione di tensione:

$$A = \frac{E_2}{E_1} = \frac{1}{2} \; G \sqrt{Z_1 \, Z_2} \qquad [7]$$

Nella maggior parte dei casi comuni, le due impedenze Z_1, Z_2 hanno valori poco dissimili tra loro e perciò si commette un errore trascurabile ponendo $\sqrt{Z_1 \, Z_2} = Z$ e semplificando la [7] ulteriormente in:

$$A = \frac{2}{1} \, G \, Z \qquad [8]$$

nella quale G è la mutua conduttanza del tubo nel punto di lavoro e Z è l'impedenza media dei due circuiti del filtro.

L'impiego di queste formule approssimate si dimostra molto utile in pratica. Il seguente esempio vale a provarlo.

Si abbia uno stadio di amplificazione di media frequenza per 398 kHz (ω = 2.500.000 = 2,5 · 10^6) con filtro di banda avente gli elementi così dimensionati:

$$L_1 = L_2 = 800 \; \mu\text{H},$$
$$C_1 = C_2 = 200 \; \text{pF},$$
$$Q_1 = Q_2 = 300.$$

L'impedenza dinamica è: $Z_1 = Z_2 = Z$;
Z = 2,5 · 10^6 · 800 · 10^{-6} · 300 = 600.000 ohm.

Poniamo inoltre che il tubo amplificatore abbia G = 2 mA/volt e ρ = 1 M ohm; che il filtro sia seguito da un diodo rivelatore equivalente ad una resistenza di 0,2 · 10^6 ohm.

L'impedenza dinamica Z_1 risulta costituita da due elementi in parallelo, rispettivamente di 600 mila ohm e di 1 M ohm. Sicchè Avremo:

$$Z_1 = \frac{Z \cdot \rho}{Z + \rho} = \frac{0,6 \cdot 10^6 \cdot 10^6}{10^6 + (0,6 \cdot 10^6)} = 375.000 \text{ ohm.}$$

Analogamente per il secondario avremo:

$$Z_2 + \frac{0,6 \cdot 10^6 \cdot 0,2 \cdot 10^6}{(0,6 + 0,2)\ 10^6} = 150.000 \text{ ohm.}$$

L'amplificazione in risonanza sarà allora in base alla [8],

$$A = \frac{1}{2} G Z =$$

$$= \frac{1}{2} \cdot 2 \cdot 10^{-3} \cdot 375.000 \cdot 150.000 = 237.$$

Per avere l'accoppiamento critico dovremo dimensionare opportunamente il valore di M. Ricordando anzitutto che al critico $k = \delta$;

$$k^2 = \frac{1}{Q_1} \frac{1}{Q_2}$$

e nel nostro caso $k^2 = \frac{1}{300^2}$ potremo risolvere la [1] per ottenere il valore cercato di M:

$$M = k \sqrt{L_1 L_2}$$

$$M = \frac{1}{300} \sqrt{800 \cdot 800 \cdot 10^{-12}} =$$

$$= \frac{1}{300} \cdot 800 \cdot 10^{-6} = 2,67 \ \mu\text{H.}$$

Volendo adottare l'accoppiamento capacitativo a bassa tensione avremo invece dalla [2]:

$$C_k = \sqrt{Z_1 Z_2 C_1^2 C_2^2 \omega^2} = \sqrt{Z^2 C_1^4} \cdot \omega = ZC_1^2 \omega$$

$$C_k = 237 \cdot 10^3 \cdot 4 \cdot 10^{-20} \cdot 2,5 \cdot 10^6 = 23.700 \text{ pF.}$$

Per l'accoppiamento capacitivo ad alta tensione il critico è ottenuto in base alla [3] con:

$$C_k = \frac{1}{\sqrt{\omega^2 Z_1 Z_2}} = \frac{1}{\sqrt{\omega}\, Z}$$

$$C_k = \frac{1}{2,5 \cdot 10^6 \cdot 237 \cdot 10^3} = 1,68 \text{ pF.}$$

Comportamento del filtro fuori risonanza.

Le relazioni che vengono di solito considerate per esprimere la curva di attenuazione di un filtro di banda sono piuttosto complesse. Per gli scopi pratici che ci siamo proposti con queste note, considereremo invece delle espressioni più semplici. Esse sono approssimate ma la precisione che si raggiunge è sufficiente per risolvere la maggior parte dei problemi inerenti al calcolo di massima dei filtri di banda per medie frequenze.

Indicheremo con *banda passante* quella banda di frequenze, simmetrica rispetto alla frequenza di risonanza del filtro, delimitata dalle frequenze per le quali l'attenuazione è minore di 6 db; ciò equivale a dire che il rapporto tra la tensione alla frequenza di risonanza e la tensione ad una delle frequenze estreme della banda è minore di 2.

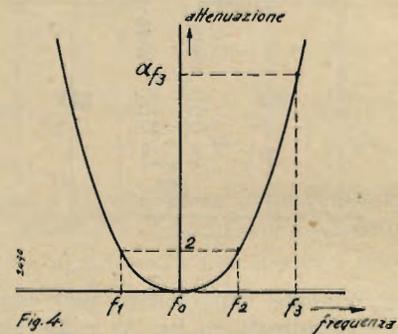



Fig. 4.

Chiamando f_1 ed f_2 le due frequenze estreme della banda (vedere fig. 4), la larghezza di banda risulta espressa da $(f_2 - f_1)$. Come si è detto prima le due frequenze estreme sono per ipotesi, comunemente realizzata in pratica, in posizione simmetrica rispetto alla frequenza di risonanza f_0.

La larghezza di banda di un filtro con accoppiamento critico è espressa dalla seguente relazione:

$$\Delta f = f_2 - f_1 = \frac{1,5\, f_0}{Q} \qquad [9]$$

nella quale Q rappresenta il valore medio dei fattori di merito del primario e del secondario.

Quando in un amplificatore sono presenti più stadi collegati fra loro con filtri di banda, tutti con accoppiamento critico, la banda passante risultante è minore di quella che compete a ciascun filtro e precisamente si ricava sottraendo alla banda corrispondente a ciascun filtro tante volte la quantità eguale ad 1/3 di essa, per quanti altri fil-

tri sono presenti nell'amplificatore. Questo vale solamente se sussiste l'ipotesi semplificativa che tutti i circuiti abbiano dei fattori di merito dello stesso valore.

L'espressione della larghezza di banda per un amplificatore composto di filtri di banda aventi accoppiamento critico e fattore di merito Q per ogni circuito, è la seguente:

$$\Delta f_n = \frac{1{,}5\, f_0}{Q} \left(1 - \frac{n}{3}\right) \qquad [10]$$

Riprendendo l'esempio precedente calcoliamo il valore della larghezza di banda. Dal valore dell'impedenza media dei due circuiti del filtro di banda prima esaminato

$$Z = \sqrt{375.000 \cdot 150.000} \simeq 237.000 \text{ ohm},$$

ricaviamo il valore medio del fattore di merito dei due circuiti del filtro usando la nota relazione $Z = \omega L Q$:

$$Q = \frac{Z}{\omega L} = \frac{237 \cdot 10^3}{2{,}5 \cdot 10^6 \cdot 800 \cdot 10^{-6}} = 118{,}5.$$

La larghezza di banda sarà perciò:

$$\Delta f = \frac{1{,}5\, f_0}{Q} = \frac{1{,}5 \cdot 398 \cdot 10^3}{118{,}5} \simeq 3{,}75 \text{ kHz}.$$

Se l'amplificatore comprende un'altro filtro di caratteristiche eguali o approssimativamente tali, la banda passante Δf, secondo la [10], va moltiplicata per il fattore $\left(1 - \frac{n}{3}\right)$ che nel nostro caso assume il valore di

$$1 - \frac{n}{3} = 1 - \frac{1}{3} \simeq 0{,}66.$$

Avremo quindi per la banda risultante:

$$\Delta f = 3{,}75 \cdot 0{,}66 = 2{,}5 \text{ kHz}.$$

La caratteristica di attenuazione di un filtro di banda è con buona precisione assimilabile ad una parabola. Questo fatto ci permette di prevedere l'attenuazione ad una frequenza qualsiasi lontana dalla frequenza di risonanza.

Chiamando f_3 la frequenza scelta, poniamo:

$$\frac{f_3 - f_0}{f_2 - f_0} = m \qquad [11]$$

Poichè l'attenuazione di f_2 rispetto ad f_0 è per definizione 2, avremo subito il valore dell'attenuazione di f_3 rispetto ad f_0 scrivendo:

$$\alpha f_3 = 2\, m^2. \qquad [12]$$

Con questo semplice sistema si rende possibile tracciare la curva di attenuazione del filtro, o dei filtri, per un campo sufficientemente vasto di frequenze. Ma in pratica esso viene usato per valutare in precedenza l'attenuazione a quella frequenza che, per lo studio degli amplificatori con filtri per media frequenza, si dimostri di particolare importanza.

Riprendendo ancora l'esempio, computeremo ora il valore dell'attenuazione risultante alla frequenza del canale adiacente nell'amplificatore con due filtri di banda. Come è noto, per convenzione, la distanza in frequenza tra le portanti di due trasmittenti adiacenti è di 9 kHz.

Per attenuazione di 2 avevamo trovato $\Delta f = 2{,}5$ kHz, e cioè:

$$f_2 - f_0 = \frac{\Delta f}{2} = 1{,}25 \text{ kHz}.$$

Dalla [11] avremo:

$$m = \frac{f_3 - f_0}{f_2 - f_0} = \frac{9}{1{,}25} = 7{,}2$$

e quindi dalla [12] possiamo ricavare l'attenuazione globale dell'amplificazione a 9 kHz dalla risonanza, che risulta essere:

$$\alpha_{9 \text{ kHz}} = 2\,(7{,}2)^2 \simeq 103.$$

Conclusione e riassunto.

In un filtro di banda, del tipo usato per gli amplificatori di media frequenza dei ricevitori destinati alla ricezione delle trasmissioni circolari, si possono prevedere alcune tra le caratteristiche essenziali, presupponendo di adottare l'accoppiamento critico.

Le espressioni riportate nell'articolo sono approssimate e permettono di computare le caratteristiche solamente per previsioni di massima.

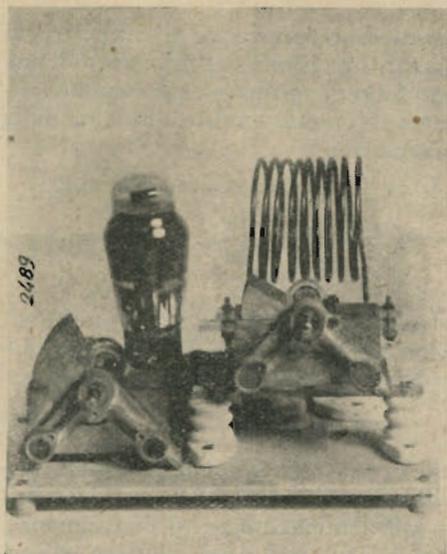
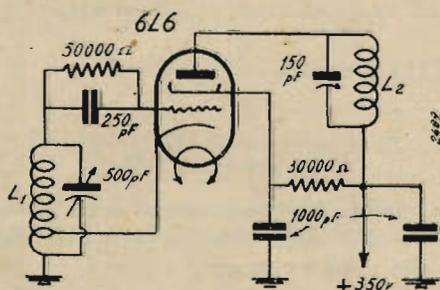
Essendo noti i valori degli elementi componenti il filtro e la frequenza di lavoro dell'amplificatore, è possibile valutare con buona approssimazione:

1) il valore del parametro di accoppiamento per ottenere l'accoppiamento critico;
2) l'amplificazione alla frequenza di lavoro;
3) la larghezza di banda per l'attenuazione di 6 db;
4) l'attenuazione alle frequenze site al difuori della banda passante. ✱

OSCILLATORE E.C.O.

con valvola 6L6G

2429/3

V. Parenti

Come abbiamo già accennato in precedenti articoli è necessario che i dilettanti italiani si indirizzino, per i loro trasmettitori sperimentali, verso il circuito oscillatore pilota-amplificatore di potenza, circuito che solo può fornire quella stabilità dell'onda emessa che, più della potenza, è un requisito indispensabile per ogni buona emissione.

Ogni dilettante italiano dovrà pertanto, nel proprio interesse, nonchè nell'interesse di tutti, cercare di non connettere mai direttamente il sistema radiante all'oscillatore pilota, ma di interporvi uno o più stadi separatori-amplificatori, nonchè di non effettuare il processo di modulazione sullo stadio oscillatore pilota.

Per i circuiti a due o più stadi l'oscillatore pilota ideale è naturalmente quello stabilizzato per mezzo di un cristallo di quarzo di cui a tutti sono noti i pregi di stabilità.

L'unico inconveniente dell'oscillatore a cristallo è quello di legare il trasmettitore ad una determinata frequenza che alcune volte può essere disturbata.

L'uso di una serie di due o più quarzi per ciascuna gamma inseribili a scelta per mezzo di un commutatore, è una soluzione razionale ma non certo economica.

Ecco perchè alcune volte risulta più conveniente e soprattutto più economico servirsi di un oscillatore la cui frequenza possa variare entro la gamma RD su cui si lavora.

Fra gli oscillatori del tipo autoeccitato l'unico che può sostituirsi al quarzo è quello ad accoppiamento elettronico più noto sotto la sigla di E.C.O. (Electron Coupled Oscillator).

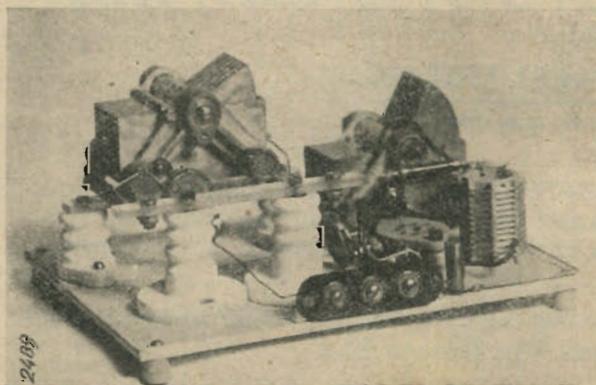
Il circuito in questione è visibile in fig. 1, ed è stato da noi realizzato per mezzo del tetrodo a fascio 6L6G.

Da un attento esame dello schema si può notare come in fondo non trattasi altro che di una unità triodica oscillatrice e di una amplificatrice realizzate per mezzo di una unica valvola.

Per spiegare le eccezionali doti di stabilità facciamo notare che:(1) «Siccome la corrente anodica di un tetrodo o di un pentodo è indipendente dal potenziale anodico e quindi dalla impedenza di carico del circuito anodico, se il potenziale anodico minimo non è troppo basso, non vi è influenza tra il circuito di uscita e la parte della valvola che funziona come oscillatore.

Questo accoppiamento tra oscillatore e carico dicesi elettronico perchè è costituito unicamente da un flusso di elettroni.

Nel caso di un tetrodo oscillatore ad accoppia-

(1) MONTU', *Radiotecnica*, pag. 247.

mento elettronico, un aumento del potenziale anodico fa variare la frequenza in un senso, mentre un aumento del potenziale di griglia-schermo fa variare la frequenza in senso opposto.

Ricavando il potenziale di griglia-schermo da un partitore di tensione e cercando su questo la resa più conveniente è possibile ottenere che la frequenza sia indipendente dalla tensione della sorgente di alimentazione anodica ».

Nella messa a punto di questo tipo di oscillatore pilota si dovrà tenere presente che il circuito volano anodico può sintonizzarsi a scelta sulla prima armonica (fondamentale) o sulla seconda armonica rispetto alla frequenza generata dal circuito oscillante catodico.

Si lavora generalmente sulla seconda armonica e non si usa mai sintonizzare il circuito anodico su frequenze d'ordine superiore data la conseguente minore resa ad A. F.

Per potere lavorare sui 40 e 20 metri sarà sufficiente dimensionare opportunamente i valori *L C* del circuito catodico onde esso possa risuonare rispettivamente sugli 80 e sui 40 metri.

E' bene che il rapporto *L/C* del circuito catodico si mantenga basso: ciò si realizza usando una capacità di valore elevato, che risente poco delle variazioni delle capacità interelettrodiche della valvola, variazioni dovute a deformazioni degli elettrodi per effetti termici.

Sarà bene schermare il circuito catodico da quello anodico e disporre ortogonalmente gli assi delle due induttanze, onde permettere che l'accoppiamento fra la sezione oscillatrice e quella amplificatrice sia unicamente elettronico. La soluzione più indicata è quella di usare per il montaggio un telaio metallico e disporre nella parte inferiore la bobina e possibilmente anche il variabile di catodo. Con questo accorgimento si ottiene anche lo scopo di schermare in maniera efficace questo circuito che è quello che determina la frequenza di lavoro.

Come il lettore avrà già compreso le operazioni di messa a punto si riducono alla sintonizzazione del circuito volano anodico sulla seconda armonica della frequenza determinata dal circuito oscillante catodico.

L'entrata in sintonia verrà al solito controllata per mezzo di una sondo spira accoppiata all'induttanza anodica, o per mezzo di un tubo al neon messo a contatto colla induttanza in questione, ovvero per mezzo della indicazione di minima corrente letta in un milliamperometro posto in serie al circuito + A. T. (scala del milliamp. 0-100 mA).

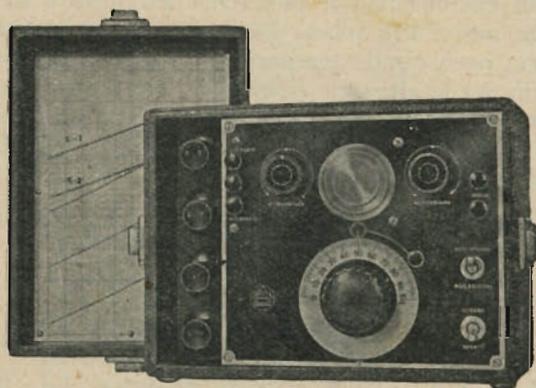
I migliori risultati di stabilità e di potenza si sono ottenuti con i valori di condensatori, resistenze e tensioni indicati nello schema.

Un aumento della tensione applicata all'anodo ed in particolare un aumento della tensione applicata alla griglia-schermo, determina naturalmente un aumento nella resa di A. F., ma a tutto scapito della stabilità dell'onda emessa. Sempre ai fini di una massima stabilità consigliamo di effettuare la costruzione dell'oscillatore su di un pannello metallico, nonchè di avvolgere la induttanza anodica su di un supporto a minima perdita.

Teoricamente la sintonia del circuito anodico non dovrebbe avere alcuna influenza sulla lunghezza di onda emessa: in pratica ciò non avviene. Abbiamo notato come un grado di reazione non troppo spinto (cioè una presa catodica posta a non più di un terzo dell'induttanza, a partire dal lato posto a terra), rende trascurabile lo scarto di frequenza in parola. Consigliamo di usare una sola induttanza per ciascuna gamma *RD*, dato che volendo coprire con una sola induttanza due gamme, i rapporti *L/C* verrebbero troppo alterati a tutto scapito non solo della stabilità ma anche della resa.

Con i valori indicati nello schema (tensione all'elettrodo anodo 350 v. ed alla gr. sch. 250 v.) abbiamo ottenuto nelle due gamme dei 7 e 14 MHz una potenza di circa 8-10 watt.

La corrente anodica saliva da un valore di 12-15 mA. in sintonia, senza carico, ad un valore di 35-60 mA. sotto carico (areo o circuito di griglia dello stadio seguente).

Come abbiamo già accennato i valori dei condensatori e delle resistenze sono alquanto critici

e consigliamo di attenersi scrupolosamente a quelli da noi segnati nello schema.

I valori delle induttanze sono riportati nella acclusa tabellina.

E' necessario curare al massimo l'isolamento dei componenti percorsi da A. F. e di usare materiale di sicuro affidamento.

L'uso di un pannello metallico anteriormente è molto indicato per evitare che l'operatore produca variazioni di frequenza. ●

	Gamma mt.	∅ del (1) supporto in mm.	spire	filo	lunghezza avvolgimento	Presa a spire
L_1	40	38	16	∅ 1 mm. rame smalt.	17 mm.	4
	20	38	9	idem	10 mm.	3
L_2	40	38	12	∅ 1,5 mm. rame argent.	30 mm.	
	20	38	7	idem	25 mm.	

(1) Supporto in materiale ceramico per A F (Mottola 21805).

LA STABILIZZAZIONE DELLA SINTONIA NELLE SUPERETERODINE

2479/2 (Continuazione vedi n. 7-8)

Carlo Favilla

Gli isolanti

In radiotecnica il dielettrico migliore è indubbiamente l'aria secca. La sua costante dielettrica varia però con la temperatura e con la pressione, e ciò per le altissime frequenze è un inconveniente, che può essere attenuato o neutralizzato solamente introducendo in campo un altro materiale isolante con proprietà in opposizione.

Tra gli isolanti migliori, oltre l'aria secca, sono da annoverarsi:

1) il quarzo cristallino, avente un fattore di perdita tang. δ di circa 1,1 a 1,7 $\cdot 10^{-4}$ alla frequenza di 50 MHz;

2) la mica, con tang. δ di circa $1{,}1 \cdot 10^{-4}$ a 50 MHz;

3) il Calan e derivati, con tang. δ di $2{,}5 \cdot 10^{-4}$ a 50 MHz;

4) Il Condensa C, con tang. δ di $2{,}8 \cdot 10^{-4}$ a 50 MHz;

5) il Calit, con tang. δ di $3{,}2 \cdot 10^{-4}$ a 50 MHz ed altri della classe così detta ceramica;

6) il Trolitul e derivati, con tang. δ di $5{,}4 \cdot 10^{-4}$ circa a 50 MHz;

7) il Micalex, con tang. δ di $18 \cdot 10^{-4}$ a 50 MHz ed altri resinoplasti a particolare formazione molecolare.

Tra gli isolanti meno pregiati per le applicazioni radiotecniche si hanno:

8) l'ebanite, con tang. δ di $53 \cdot 10^{-4}$ a 50 MHz;

9) la porcellana corrente (a base di silicato idrato d'alluminio), con tang. δ $85 \cdot 10^{-4}$ a 50 MHz;

10) la bachelite pura (fenoplasto), con tang. δ $260 \cdot 10^{-4}$ a 50 MHz.

Quasi tutti questi materiali hanno un alto coefficiente dielettrico che aumenta con la temperatura in misura circa proporzionale, per quanto non ancora sicuramente definita, salvo per il Condensa C e per i similari di altro nome derivati dal biossido di titanio, per i quali si ha un coefficiente di temperatura negativo, cioè la capacità diminuisce con l'aumentare della temperatura.

E' appunto con l'uso di questi isolanti a base di biossido di titanio che si può ottenere in una certa misura la compensazione dell'aumento del coefficiente dielettrico degli altri isolanti in genere usati in un radioricevitore, dovuto alla temperatura. Il Condensa C è l'isolante che ha più marcata questa proprietà: nella zona di temperatura compresa tra 20° e 80° C, esso ha un coefficiente

negativo di $-700 \cdot 10^{-6}$ fino a $-740 \cdot 10^{-6}$ per grado centigrado. Esso quindi risulta prezioso in tutti i dispositivi destinati alla stabilizzazione delle capacità.

Per quanto riguarda l'uso in generale degli isolanti, la regola principale è quella di utilizzare in ogni caso i materiali che non subiscono deformazioni dovute all'azione della temperatura e a cambiamenti della struttura molecolare.

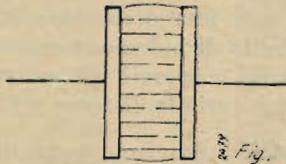



Fig. 2. - Nel campo concentrato di un condensatore destinato a funzionare alle alte frequenze è necessario che sia posto un isolante stabile dal punto di vista geometrico e strutturale. Gli unici isolanti che rispondono soddisfacentemente a tale requisito sono il quarzo, la mica pura, i ceramici derivati dal biossido di titanio. Questi ultimi hanno anche la importante proprietà di avere un coefficiente dielettrico negativo rispetto alla temperatura, prezioso per la compensazione del coefficiente positivo presentato da altri dielettrici, tra cui l'aria stessa. Tra i dielettrici a coefficiente negativo sono da annoverarsi quelli esistenti in commercio sotto il nome di Tempa N, Condensa C ed altri.

Sotto tale aspetto i migliori isolanti sono quelli della classe così ceramica, formati ad alta temperatura, con basso modulo di dilatazione.

Per quanto riguarda le perdite è da farsi la distinzione tra gli isolanti immersi in un campo concentrato e quelli di supporto con semplice funzione meccanica.

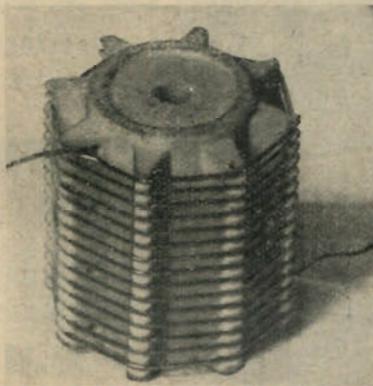



Fig. 3. - (Fotografia di un trasformatore A.F. montato su supporto di ceramica). Come supporto meccanico delle induttanze geometriche — bobine e trasformatori — è necessario usare materiali indeformabili. Sotto tale aspetto sono ancora da preferirsi i ceramici. Per evitare perdite eccessive nell'isolante, dovute al campo elettromagnetico creato dagli avvolgimenti, è necessario usare isolanti con tang di piccolo valore, non igroscopici, e immergere nel campo stesso il volume minimo di materiale. Naturalmente in pratica occorre trovare un conveniente compromesso tra la dovuta resistenza meccanica e il volume occupato nel campo degli avvolgimenti.

Nei campi concentrati è necessario che siano introdotti unicamente isolanti con tang. δ di basso valore e tra questi possiamo elencare in primo pia-

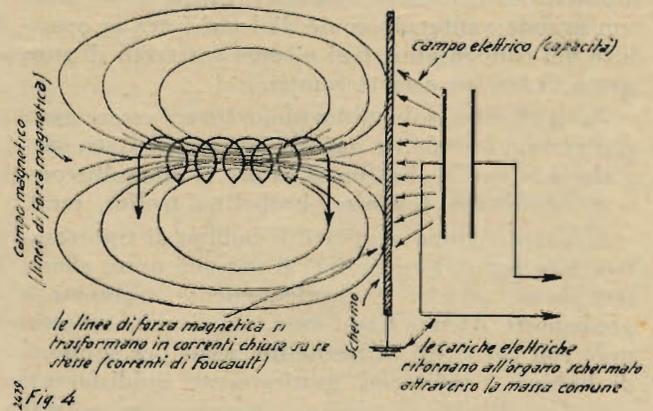



Fig. 4. - Uno «schermo» si accoppia sempre con gli organi vicini. E' perciò necessario che la distanza reciproca sia mantenuta costante, se si vuole evitare che il grado di accoppiamento vari, portando come conseguenza una variazione delle costanti elettriche degli organi vicini. Molti avranno osservato che nei ricevitori di onde corte talvolta basta che uno schermo di una valvola sia fuori posto o male innestato nella sua sede perchè vari, sia pur di poco, l'allineamento del ricevitore o la messa in passo con la scala di sintonia. Per evitare tale inconveniente, il progettista, quando ciò è appena possibile, evita di schermare la valvola oscillatrice. Se è conveniente dal lato economico racchiude invece tutto lo stadio oscillatore convertitore in una unica scatola schermante di ampie dimensioni.

no la mica, il quarzo, il Calan, il Calit, il Condensa C, il Tempa S (a coefficiente dielettrico positivo) e il Tempa N (a coefficiente dielettrico negativo). Tutti questi isolanti possono essere usati con grande vantaggio come dielettrici tra le armature dei condensatori fissi e come materiali di supporto di bobine a forte campo.

Tutti gli altri isolanti dovranno invece essere usati con grande cautela, se non addirittura scartati, specialmente quelli che con il calore si ammolliscono o si deformano (ebanite, bachelite, trolite, ecc.).

Solamente come supporti di bobine di tipo commerciale per radioricevitori si possono usare alcuni fenoplasti, purchè convenientemente sagomati e predisposti. Alcune Case, anzi, son riuscite ad ottenere con certi tipi di bachelite, usati per supporti di bobine, rendimenti praticamente soddisfacenti come quelli che si possono ottenere con isolanti più pregiati. Ciò nonostante, però, l'esperienza suggerisce un impiego molto limitato di questi isolanti pressati in apparecchi destinati a funzionare ad altissime frequenze con elevata costanza delle caratteristiche radioelettriche.

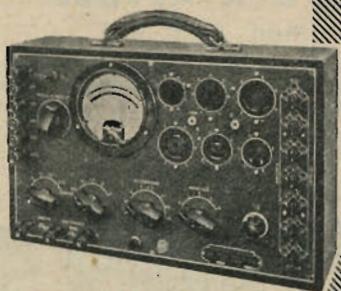
La schermatura

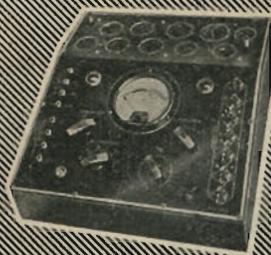
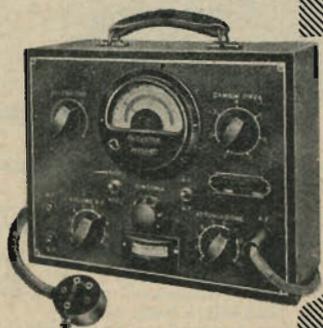
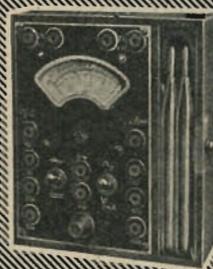
Tra gli elementi che possono influire sulla costanza delle caratteristiche elettriche anche la schermatura ha il suo posto non trascurabile. La funzione di essa è quella di delimitare l'introduzione creata da un determinato organo e in modo particolare quella elettrica. La schermatura, come sappiamo, tecnicamente si ottiene mediante piani conduttori metallici collegati alla massa comune, interposti tra l'organo del quale si intende delimitare il campo spaziale e gli organi circostanti.

Naturalmente tra lo schermo così costituito e gli organi vicini esiste una certa capacità, non solo, ma anche un effetto di induzione magnetica mutua, i valori dei quali, e perciò gli effetti risultanti, possono variare se varia la distanza tra gli elementi.

Pertanto qualsiasi schermo usato nei radioricevitori di onde corte deve essere di forma molto stabile e fissato in modo rigido.

In linea generale alle frequenze molto elevate l'uso di schermi deve essere fatto con molta cautela. Si devono per principio evitare le schermature molto vicine agli organi, specie alle induttanze, anche per il forte assorbimento di energia che ne deriverebbe.

(*continua*)

NOTE TECNICHE

2454/1

G. T.

I tubi di un ricevitore richiedono una tensione negativa di griglia, perchè il loro funzionamento avvenga, nelle migliori condizioni. In conseguenza dell'alimentazione dei ricevitori in corrente alternata, ciò è ottenuto con sistema automatico inserendo una resistenza e un condensatore, in derivazione ad essa, sul ritorno del rircuito anodico e cioè sul catodo. Si ha in tal modo una tensione positiva fra catodo e massa e quindi, collegando a massa il ritorno del circuito di griglia, l'elettrodo di controllo assume una tensione negativa rispetto al catodo. La determinazione del valore della resistenza catodica è ottenuta in base alla nota legge di Ohm, dividendo la tensone negativa richiesta dalla griglia, per la corrente anodica.

In altri termini, sostituendo all'espressione $R = \frac{V}{I} . 1000$ il valore della tensione di griglia, in Volt, e l'intensità di corrente anodica, in *m. A.*, si perviene al valore della resistenza catodica, che risulta espresso in *ohm*.

E' da notare che nel caso di tubi amplificatori a pendenza variabile per gli stadi di alta e media frequenza, il calcolo della resistenza catodica è eseguito tenendo presente altri fattori, fra cui il valore dell'amplificazione ottenibile dallo stadio e la stabilità di funzionamento.

Ciò conduce a una complicazione di calcolo dovendosi procedere alla determinazione del valore della resistenza con metodo grafico-analitico, mediante uso delle caratteristiche statiche e dinamiche del tubo. Si veda in proposito quanto si è detto a suo tempo sulle « *Caratteristiche statiche e dinamiche dei tubi e del loro impiego* » (« *L'Antenna* », N° 3, 5, 6, 7, 10, 11-1941). Altrimenti è necessario riferirsi direttamente ai dati tipici d'impiego del tubo indicati dalla casa costruttrice, fra i quali si verrà a conoscere il valore della resistenza catodica in relazione al valore delle tensioni di alimentazione applicate ai diversi elettrodi del tubo.

Noto il valore della resistenza catodica è da tener presente la potenza dissipata per evitare dannosi sovraccarichi che conducono rapidamente al deterioramento. A ciò si perviene mediante l'espressione $W = \frac{V^2}{R}$, nella quale W risulta espresso in Watt, quando V ed R sono, rispettivamente, in Volt e in ohm.

Le considerazioni riportate sulla resistenza catodica sono da completarsi con le osservazioni relative al condensatore che costituisce con la resistenza, il gruppo catodico di autopolarizzazione.

Il condensatore ha il compito di stabilizzare la tensione che si determina ai capi della resistenza, in modo che essa risulti indipendente alle variazioni della corrente alternata, di alta, media o bassa frequenza, che percorre il circuito anodico. Ciò si ottiene adottando valori notevoli di capacità, per cui il condensatore presenta una minima resistenza alle correnti variabili del tubo.

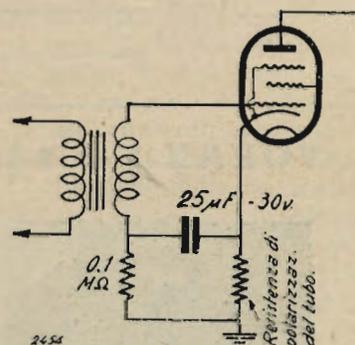
Il valore del condensatore relativo ha una notevolissima importanza, nel comportamento del gruppo catodico di autopolarizzazione di uno stadio amplificatore in bassa frequenza. Ciò per il fatto che la corrente catodica a bassa frequenza, determina una variazione della differenza di potenziale che si determina ai capi della resistenza catodica. Tale variazione è particolarmente notevole quando la capacità del condensatore non è elevata per cui il periodo di carica risulta limitato.

E' da osservare che le variazioni della tensione di polarizzazione, determinano una deformazione della tensione di comando del tubo e quindi producono un fenomeno di distorsione. Oltre a ciò si ha un effetto di neutralizzazione della tensione alternata di griglia che conduce a una diminuzione di potenza, tanto più notevole quanto più è bassa la frequenza del segnale applicato.

Da ciò segue la necessità di adottare altissimi valori di capacità nei circuiti catodici degli stadi amplificatori in bassa frequenza. Il problema è stato risolto, come è noto, con i condensatori elettrolitici, con i quali si ottengono valori notevolissimi di capacità con limitate dimensioni d'ingombro.

Nell'impiego di condensatori elettrolitici è da tener presente il valore della tensione di lavoro che deve risultare superiore alla tensione catodica. Si dovrà inoltre aver cura del collegamento, non dimenticando che un errore in tal senso conduce alla distruzione immediata dell'elemento.

Con i condensatori elettrolitici ad alta capacità, le variazioni del potenziale base di polarizzazione sono ridotte a proporzioni praticamente trascurabili.

Nel caso si ritenga necessario migliorare ulteriormente la fedeltà di riproduzione, è consigliabile ricorrere a un accorgimento con il quale si perviene ad ottenere un aumento della costante di tempo del condensatore e cioè ad un aumento del periodo di carica.

Il circuito relativo è riportato in fig. 1; il condensatore è collegato in serie a una resistenza di valore elevato. Si ha in proporzione un miglioramento dell'azione di livellamento, e un maggior periodo di carica, per cui la tensione di polarizzazione risulta sensibilmente indipendente dalle variazioni della corrente anodica. Il valore della resistenza generalmente adottato è dell'ordine di 0,1MΩ. La dissipazione di potenza è calcolata con l'espressione riportata in precedenza.

DALL'AEREO ALL' ALTOPARLANTE

Come funziona un radioricevitore

G. Coppa

Nella regolazione del grado di accoppiamento di L_3 ad L_2 va però tenuto presente una importante particolarità, quella cioè che la sensibilità massima del ricevitore si ottiene per un certo valore di accoppiamento che deve essere raggiunto, ma non superato. Se l'accoppiamento è spinto oltre questo limite avviene che l'energia riportata per reazione dal circuito anodico a quello di ingresso (ossia al circuito al quale è connessa la griglia) è maggiore di quella che sarebbe necessaria a compensare le perdite di quest'ultimo circuito e quindi la corrente oscillante che in esso si forma quando giunge un segnale, in luogo di estinguersi quando il segnale cessa, va crescendo e crescerebbe indefinitamente se la valvola potesse erogare sempre l'energia necessaria.

In pratica avviene che, raggiunto un certo livello, l'ampiezza della corrente oscillante si mantiene costante *e l'apparecchio si trasforma in un generatore di corrente ad alta frequenza.*

La frequenza della corrente generata è quella alla quale risuona il circuito oscillatorio.

Questo fatto è importantissimo perchè ha permesso di ottenere eccellenti generatori di oscillazioni ad alta frequenza con mezzi relativamente semplici il che ha reso possibile un grande sviluppo della radiotelefonia.

Dopo questa parentesi, torniamo al nostro ricevitore. Note dunque le funzioni delle varie bobine L_1 L_2 ed L_3, veniamo alla loro realizzazione.

Dovendo il ricevitore servire prima di tutto alla ricezione della stazione locale ad onde medie, dovrà essere in grado di coprire la gamma delle onde medie, di quelle onde cioè che vanno da 200 a 600 m. alle quali corrispondono le frequenze comprese fra i 1500 e i 500 chilocicli. A tale fine basta dimensionare opportunamente la bobina L_2 ed il condensatore variabile ad essa connesso.

Questo problema non differisce da quello che si presenta per un ricevitore qualsiasi, anche a cristallo, si possono perciò adottare anche i valori dati per il ricevitore a cristallo a pag. 227.

La bobina L_2 si comporrà in questo caso di 120 spire di fili da 0,3 mm. di rame smaltato avvolto su di un tubo di cartone bachelizzato di 30 mm. di diametro a spire affiancate.

Il condensatore di accordo C_1 sarà un condensatore variabile ad aria della capacità massima di 500 pF.

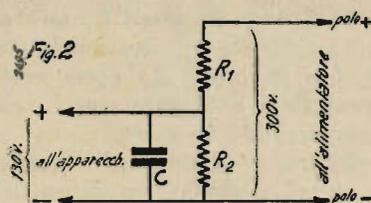
La bobina di aereo L_1 sarà avvolta sullo stesso tubo con lo stesso filo in modo da poter essere accoppiata a piacere con L_2 e si comporrà di 30 spire.

Infine, la bobina di reazione L_3 verrà realizzata su di un tubo di diametro leggermente superiore in modo da potersi infilare sulla bobina L_2 e si comporrà di 25 spire dello stesso filo.

Una volta realizzato tutto ciò e montato l'apparecchio seguendo l'indicazione della fig. 2 pag. 359 si dovrà risolvere il problema dell'alimentazione. Supposto che per il momento non abbia particolare interesse la risoluzione del problema dell'accensione, in quanto si può ricorrere anche ad una semplice batteria tascabile, sarà però utile, specialmente se il lettore si è già costruito l'alimentatore secondo i dettami contenuti nelle pagg. 324 e 325, vedere la possibilità di alimentare il ricevi-

tore con la tensione anodica fornita dall'alimentatore stesso.

L'unica difficoltà da superare è che l'alimentatore fornisce una tensione troppo alta (carica 300 volt) mentre per l'alimentazione del ricevitore basta una tensione molto minore (100 volt circa).

Se si fosse trattato di ridurre la tensione di una corrente alternata si sarebbe potuto ricorrere all'impiego di un trasformatore che avrebbe permesso di ottenere la riduzione in oggetto con un minimo dispendio di energia. Nel caso attuale, trattandosi di corrente continua bisogna ricorrere ad un *partitore di potenziale* che praticamente dissipa l'eccesso di energia in calore consentendo così di ridurre il potenziale al valore voluto.

Il partitore di potenziale si compone sostanzialmente di due resistenze in serie fra loro (R_1 ed R_2 di fig. 2). Detta serie si connette agli estremi dell'alimentatore; la tensione da utilizzare per il ricevitore si preleva dagli estremi di una delle due resistenze (R_2).

Ai capi di quest'ultima resistenza si trova disposto un condensatore fisso di sufficiente capacità (C) il cui compito è di fornire una facile via di fuga alle correnti alternate che circolano nel circuito anodico dell'apparecchio.

Le cadute di potenziale che si formano ai capi delle singole resistenze sono proporzionali ai valori che queste rispettivamente hanno.

Quando il ricevitore non è connesso, la tensione derivata per esso dal partitore di potenziale risulta sensibilmente più alta e scende quando viene connesso il ricevitore a valvola accesa. Questo comportamento deriva dal fatto che il ricevitore stesso può essere considerato come una resistenza di utilizzazione che si viene a disporre in parallelo ad R_2 facendone scendere il valore di resistenza.

Supposto che il ricevitore richieda per la sua alimentazione una intensità di 3 mA alla tensione di circa 100 volt i valori da assegnarsi al partitore sono i seguenti:

Resistenza R_1 = 25.000 Ω 2 watt;
Resistenza R_2 = 20.000 Ω 1 watt;
Condensatore C = 1 μF a carta.

Inserita anche l'alimentazione anodica si potrà ora mettere in funzione il ricevitore.

Il primo sintomo di vita è il caratteristico «suono di campana» che si percepisce nella cuffia quando si batte leggermente con un dito la valvola.

Facendo variare l'accoppiamento tra le bobine L_3 ed L_2 si deve percepire una variazione improvvisa della intensità del «suono di campana» accompagnata da un leggero tocco che indica che la valvola è passata dal funzionamento di amplificatrice a reazione a quello di oscillatrice con produzione di oscillazioni proprie.

Si noterà che quanto sopra avviene solo quando il senso delle spire di L_2 si trova in una determinata relazione con quello delle spire di L_3 e non ha luogo se si inverte una delle due bobine rispetto all'altra.

Può dunque darsi il caso che non si avverta il funzionamento indicato e si renda necessario invertire una delle due bobine. A tale fine basta semplicemente o sfilare la bobina L_3 dalla L_2 tornando ad infilarla in senso inverso oppure lasciare le bobine nel senso in cui si trovano invertendo gli attacchi di una di esse.

Se l'accoppiamento nel senso in cui l'innesco avviene è molto stretto, è facile che subentri un fischio od un fruscio intenso nella cuffia.

Ruotando il condensatore variabile di sintonia C_1 (di fig. 1 pagina 358), se la stazione locale trasmette, si riceverà, a seconda che il valore dell'accoppiamento fra L_2 ed L_3 sia al di sotto o al di sopra del critico, o il segnale della stazione od un fischio che è localizzato in un punto ben definito del quadrante e cambia di nota se si sposta il comando del condensatore variabile.

Ovviamente, la ricezione migliore per intensità si otterrà per un determinato valore di accoppiamento che dovrà essere definito per tentativi, questo valore può essere diverso a seconda dei punti del quadrante nei quali ha luogo la ricezione.

E' molto importante analizzare il perchè si forma questo fischio, tuttavia non potendo per ora soffermarci, ci accontenteremo di accennare al fatto che le oscillazioni che si producono nel

ricevitore a causa dell'accoppiamento troppo spinto della reazione, formano un *« battimento »* con le oscillazioni generate dalla stazione trasmittente, che giungono al ricevitore stesso dall'aereo.

Il grado di sensibilità del ricevitore dipende in gran parte dal valore di accoppiamento fra le bobine.

Più in particolare si noterà che più si accoppia la bobina L_1 alla bobina L_2 tanto più si guadagna in sensibilità e si perde in selettività. Quanto più si accoppia L_3 ad L_2 tanto più si guadagna in selettività ed in sensibilità e ciò naturalmente sino a che si rimane al di sotto dell'accoppiamento critico perchè, come si è detto, se si supera tale limite l'apparecchio innesca e cessa di funzionare da ricevitore normale.

La ragione di questo comportamento è abbastanza intuitiva, infatti, accoppiare di più L_1 ad L_2 significa aumentare il trasferimento di energia proveniente dall'aereo al circuito oscillatorio dell'apparecchio (L_2 C_1); nel contempo però significa peggiorare il fattore di merito del circuito oscillatorio stesso perchè così facendo si trasferiscono su di esso anche le perdite del circuito d'aereo. Da ciò deriva il peggioramento di selettività.

Aumentare l'accoppiamento di L_3 con L_2 significa aumentare l'apporto di energia compensatrice delle perdite del circuito oscillatorio e quindi produrre un effetto paragonabile a quello di un miglioramento del fattore di merito. Sotto tale aspetto l'effetto prodotto dall'accoppiamento di L_3 ad L_2 è contrario a quello che produce l'accoppiamento di L_1 con L_2.

Da tutto ciò si comprende facilmente che le condizioni per il migliore funzionamento sono condizioni di compromesso fra gli accoppiamento di L_1 con L_2 e di L_3 con L_2.

Se l'aereo è molto esteso è bene ridurre il numero di spire di L_1 e tenere basso l'accoppiamento con L_2. Se l'aereo è corto si effettuerà la modifica inversa.

Ricevitore trivalvolare (2 + 1) a reazione

Il lettore che ci ha seguiti sin qui attentamente è ora in grado di accingersi a realizzare un ricevitore completo, se pur modesto, alimentato con corrente alternata e capace di dare una buona ricezione in altoparlante.

Per accingersi a tale costruzione egli dovrà disporre del seguente materiale:

1. Un alimentatore simile a quello descritto a pag. 324 e 325 completo;
2. un condensatore variabile da 450 a 500 pF ad aria;
3. un condensatore variabile da 100 pF ad aria;
4. uno zoccolo europeo a 5 piedini;
5. uno zoccolo europeo ad 8 contatti a tazza;
6. un trasformatore di bassa frequenza di rapporto 1/3 circa;
7. una valvola europea tipo E 415 od E 424 (Philips) o 1004 Telefunken o comunque un triodo europeo a riscaldamento indiretto;
8. una valvola finale WE 38 o AL 4 Philips o similare;
9. un telaietto di alluminio di cui si da disegno (fig. 4) in lamiera di alluminio da 1,5 mm. di spessore;
10. un tubo di cartone bachelizzato da 30 mm. lungo 60 mm.;
11. Resistenze e condensatori fissi come indicato nello schema di fig. 3;
12. un altoparlante tipo elettromagnetico o magnetodinamico avente una impedenza di ingresso di circa 7000 Ω.

Lo schema generale è quello indicato in fig. 3.

La prima valvola è il triodo in funzione di rivelatore a reazione. Per funzionamento esso non si differenzia in nulla dal rivelatore a reazione precedentemente descritto, le sole differenze che si notano sono di carattere secondario, esse si possono identificare nelle seguenti:

a) La reazione si regola non agendo sull'accoppiamento delle bobine ma agendo su di un condensatore variabile di accoppiamento (da 100 pF) che prende il nome di condensatore di reazione.

Per far funzionare la reazione in tale modo è necessaria una leggera modifica di circuito con l'impiego di una impedenza di alta frequenza (Z) costituita da una bobina a nido d'ape di circa 1000 spire (in commercio si trova la 560 Geloso).

Fig. 3

b) Al posto della cuffia si trova un trasformatore di bassa frequenza.

c) La valvola è a riscaldamento indiretto e può essere quindi riscaldata mediante la corrente a bassa tensione (4 volt) fornita dal trasformatore di alimentazione (vedere descrizione dell'alimentatore a pagg. 324 e 325).

La seconda valvola e un pentodo di potenza che si accende con 4 volt come la precedente e che si alimenta con l'intera tensione anodica fornita dall'alimentatore.

Per l'alimentazione anodica della prima valvola si richiede una tensione minore ed è appunto per tale ragione che in serie al suo circuito anodico si trova una resistenza di 20.000 Ω con un condensatore di fuga da 0,1 μF verso massa per il ritorno delle componenti alternate presenti nel circuito stesso.

L'alimentatore, che in figura è contornato da una linea punteggiata non è che l'alimentatore precedentemente descritto.

Il ricevitore propriamente detto prende posto su di un minuscolo telaietto di alluminio le cui misure sono indicate in fig. 4. Un lembo del telaio che si piega verso l'alto serve da pannello e su di esso vengono fissati i due condensatori variabili, quello di sintonia a sinistra e quello di reazione a destra. E' importante notare che le lamine mobili del primo condensatore vanno a massa e quindi per il suo montaggio non si richiedono accorgimenti mentre antrambe le armature del condensatore di reazione devono essere isolate da massa e perciò si devono usare ranelle isolanti per il passaggio del perno e si deve praticare un foro più grande nel pannello.

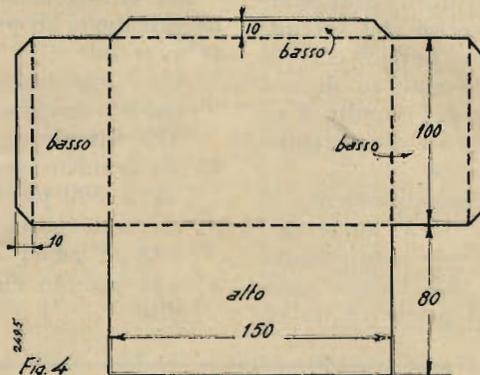



Fig. 4

La foratura del telaietto è preferibile farla quando si è in pos-

sesso dei portavalvole perchè in commercio vi sono vari tipi di portavalvole e taluni non sono facilmente reperibili.

Bisogna effettuare il montaggio in modo che la griglia del triodo si trovi non molto lontana dal condensatore variabile di sintonia e la placca della stessa valvola sia prossima al condensatore di reazione. Il pentodo di potenza può essere sistemato in posizione anche relativamente lontana dai condensatori variabili.

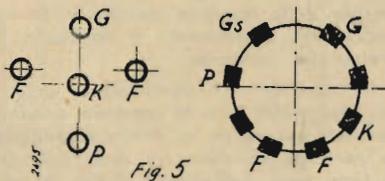



Fig. 5

I collegamenti degli elettrodi agli zoccoli sono indicati in fig. 5: a sinistra per il triodo a destra per il pentodo.

Gli zoccoli si intendono osservati dal di sotto. Con le diciture *F-F* si intendono i capi del filamento; con *K* si intende il catodo; con *P* si intende la placca; con *G* si intende la griglia e con *GS* si intende la griglia schermo.

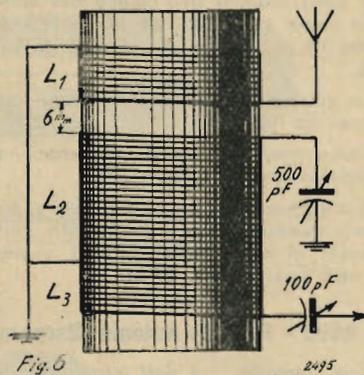
Il catodo della valvola finale si connette a massa attraverso ad una resistenza di 160 Ω; tale resistenza reca in parallelo un condensatore elettrolitico per bassa tensione di elevato valore di capacità (p. es. 25 μF a 25 volt).

E' importante osservare che il polo + di tale condensatore è quello che va collegato al catodo mentre quello — va collegato a massa.

Infine si dovrà preparare la bobina. L'aspetto di questa è illustrato dalla fig. 6.

I tre avvolgimenti L_1, L_2 ed L_3 trovano posto sullo stesso tubo avente il diametro di 30 mm.; essi sono eseguiti tutti nello stesso senso ossia in continuazione l'uno dell'altro.

L_2 ed L_3 formano insieme un unico avvolgimento di 135 spire con presa alla 25ª spira che va connessa alla massa dell'apparecchio. L'avvolgimento di L_1 è invece separato e si compone di 30 spire. Fra l'avvolgimento di L_1 e quello di L_2 devono intercorrere 6 mm. di spazio vuoto. Tutti gli avvolgimento sono effettuati a spire affiancate di filo da 0,3 mm. smaltato. I collegamenti relativi ai vari avvolgimenti sono sufficientemente illustrati dalla fig. 6. Va notato che l'estremo di L_1 più esterno va collegato alla massa mentre l'estremo interno comunica con l'aereo.

Fig. 6

I tre avvolgimenti rimangono allora costituiti come segue:

Bobina di areo: L_1 di 30 spire;

Bobina di sintonia: L_2 di 110 spire;

Bobina di reazione: L_3 di 25 spire.

(continua)

Confidenze al radiofilo

Perdurando, per le attuali contingenze, l'assenza di un buon numero di collaboratori tecnici, dobbiamo limitare, fino a nuovo avviso, il servizio di consulenza a quella sola parte che si pubblica sulla rivista.

Sono quindi abolite le consulenze per lettera, e le richieste di schemi speciali.

Per le consulenze alle quali si risponde attraverso la rivista, sono in vigore da oggi le seguenti tariffe:

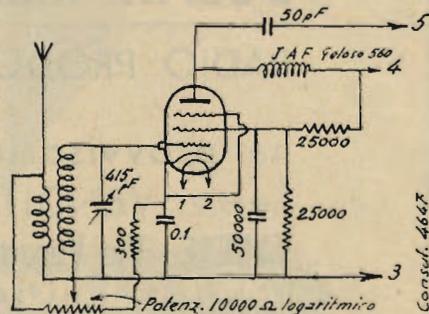
Abbonati all'Antenna L. 5
Non abbonati L. 10

Non si darà corso alle domande non accompagnate dal relativo importo

Ds. 4647 - B. Anderlini - Roma

L'aggiunta di uno stadio in A.F. al vostro B.V. 148 è certo possibile. Però è da tener presente che sarà necessario ricostruire il complesso su di un telaio più grande dato che quello dell'attuale montaggio è insufficiente a contenere il nuovo materiale aggiunto. Soluzione più semplice è quella di montare su telaio a parte lo stadio in A.F. secondo il qui unito schema. I fili contrassegnati con i numeri da 1 a 5 vanno collegati rispettivamente 1 e 2 al circuito di accensione, 3 alla massa, 4 all'anodica e 5 alla presa di antenna del ricevitore esistente. La valvola deve essere un pentodo per alta frequenza a pendenza variabile (58-78-6K7G-WE 33-EF 9 ecc.).

Il fenomeno del disinnesco riscontrato nelle due gamme di ricezione su onde corte indica che qualche circuito accoppiato con quello di sintonia entra in risonanza sulla fondamentale di 32 mt. e sulla seconda armonica di 16 mt. Trattasi probabilmente del circuito di antenna. Dovrebbe in tal caso bastare un condensatorino da 25 o 50 pF posto in serie all'antenna per dissintonizzarla e rimediare così all'inconveniente.

La realizzazione di una piccola radio portatile per ciclisti è certo interessante, ma nel presente momento non è attuabile per la difficoltà di trovare i materiali occorrenti. Inoltre la soluzione da voi prospettata presenta notevoli difficoltà tecniche.

Dr. 4648 - Valentini Gino - Roma

Impossibile autocostruire il gruppo di AF se non si è attrezzati per la taratura efficiente. In ogni modo non conosciamo i dati di avvolgimento. Troviamo strano che la Geloso non ne abbia disponibilità dato che si tratta di mate-

riale di recente costruzione entrato in listino nel 1942.

Lo stesso vale per le due medie frequenze.

Dr. 4649 - Ugo Dolara - Genova Nervi

Lo schema elettrico è quello pubblicato a pag. 249 del fascicolo 15-16.

I due condensatori di cui mancano i dati sono indicati nell'elenco del materiale come variabili 2 × 465 e la resistenza di cui manca il valore è di 0.75 MΩ.

Lo schema di montaggio è stato pubblicato sul fascicolo 17-18 a pag. 294.

Come trasformatore di alimentazione potrete usare un Geloso 5002.

Il trasformatore in « permalloy » può essere sostituito come è indicato nella risposta di consulenza N. 4641 a pag. 360 del fascicolo N. 21-22.

Ds. 4650 - Ravasio Antonio - Bergamo

Non conosciamo i dati costruttivi dei trasformatori O.C. ed O.L. del ricevitore Superla mod. 54 per cui ci troviamo nell'impossibilità di fornirveli.

Nel ricevitore monovalvolare a riflessione, il cui schema è pubblicato sull'Antenna N. 15-16 corr. anno, l'impedenza J deve essere del tipo per alta frequenza Geloso N. 560.

La 78 è identica alla 6K7G dalla quale differisce unicamente per lo zoccolo: può dunque essere adoperata perfettamente.

Per avere la ricezione in altoparlante basterà staccare la cuffia e collegare i relativi attacchi alla presa fono di un comune radioricevitore.

Desiderando anche alimentare il monovalvolare usufruendo delle tensioni esistenti nel radioricevitore, occorrerà eseguire in quest'ultimo quattro attacchi e cioè al + dell'anodica, alla massa ed ai capi del filamento, i quali tutti andranno collegati alle corrispondenti prese sul monovalvolare.

Ds. 4651 - Bonfà Franco - Mantova

Dei due raddrizzatori ad ossido usati nel misuratore universale descritto sull'Antenna N. 7-8 corr. anno, solo quello contrassegnato R.T.1 può essere del tipo per istrumenti di misura come il M.R.9 Dolfin o M5 Westinghouse.

L'altro, dovendo invece sopportare un carico di almeno 0.5 Amp. è necessario sia del tipo usato per la carica di piccoli accumulatori come il Cuprox ecc.

Ds. 4652 - Aviere Gravina Antonio - Posta Militare 3400

Non vi conviene realizzare la S.E. 4102 se non potete procurarvi la WE 13. Costruendo il ricevitore secondo lo schema inviatoci non otterreste che un apparecchio con scarsissima sensibilità.

Il materiale che avete già acquistato potete invece impiegarlo con maggior profitto nella costruzione del super reflex 3+1 descritto sull'Antenna N. 15-16 corr. anno, tenendo presente quanto già detto nella conusulenza N. 4641 per quanto riguarda l'impedenza di bassa frequenza.

Ds. 4653 - D'Angelo Giacomantonio - Lauria Inferiore

Lo schema inviatoci è esatto eccetto che per la resistenza di campo del dinamico indicata di 10.000 ohm, mentre nell'elencare il materiale accennate a 1000 ohm solamente. Se il primo valore è quello reale il collegamento della bobina di campo è errato e va invece eseguito fra il massimo positivo (filamento della 5Z3) e la massa. Occorrerà in tal caso provvedere ad una adatta impedenza (800-1000 Ω - 0.1 A) per il filtraggio della tensione anodica e da inserire ove attualmente è collegato il campo del dinamico.

E' naturale che staccando la griglia schermo della 6L6 la tensione anodica aumenti poichè in tal modo diminuisce la corrente assorbita da detta valvola. Il fatto però dell'elevato sbalzo di tensione denota una eccessiva resistenza del circuito di alimentazione, il che può dipendere oltre che dall'avvolgimento di campo del dinamico, come già accennato, anche dal trasformatore di alimentazione progettato per erogare 60 mA a pieno carico, mentre la sola 6L6 ne assorbe quasi 80. Non rimarrebbe in tal caso che sostituire il trasformatore con altro di maggior potenza con secondario A.T. di 360+360 V. 100 mA.

Per ottenere un buon rendimento dalla 6L6 in unione al dinamico in vostro possesso, è necessario applicare alla valvola le tensioni prescritte e cioè 250 V. alla placca e allo schermo e 14 V. al catodo.

Non è possibile ottenere in un istrumento di misura la scala delle tensioni in alternata uguale a quella delle tensioni in continua a meno di usare speciali accorgimenti. Nel caso particolare del misuratore universale descritto sul N. 4 1941 dell'Antenna e da voi realizzato, avreste dovuto leggere i 110 V. quasi in fondo scala (graduaz. 98-99 sulla portata dei 100 V.) ossia 11% in meno rispetto alla graduaz. in continua. Poichè l'indicazione è di circa la metà ciò significa che il vostro raddrizzatore è guasto ed è da sostituire.

Ds. 4654 - Flli. Magherini - Livorno

Il valore giusto delle resistenze è di 15.000 ohm e non 1500, quindi è lo schema che deve essere corretto e non l'elenco del materiale.

Nello schema vi è inoltre un altro errore: fra la presa centrale delle due resistenze da 0.1 megaohm ed il potenziometro regolatore della profondità di modulazione va inserito un condensatore da 0.01 mF. Tale condensatore può essere, a mezzo di un commutatore, distaccato dalle resistenze da 0.1 MΩ e connesso ad un morsetto di presa per la modulazione esterna. Nel contempo, con lo stesso commutatore, deve essere messa a massa la griglia oscillatrice del tubo modulatore.